

В.Н. Трещиков, В.Н. Листвин

DWDM-системы

Пятое издание

ТЕХНОСФЕРА
Москва
2024

УДК 621.39
ББК 32.88
Т66

Т66 Трещиков В.Н., Листвин В.Н.
DWDM-системы
Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2024. – 476 с. ISBN 978-5-94836-703-3

В книге собран курс лекций по DWDM-системам, предназначенный для специалистов, занимающихся разработкой, внедрением и эксплуатацией DWDM-оборудования. Это пятое издание, расширенное и дополненное, состоящее из пяти частей. В первой части рассмотрены основы DWDM-систем, история их возникновения и эволюция, во второй – компоненты волоконно-оптического тракта, в третьей – приемник и передатчик каналообразующего оборудования, в четвертой части отражены механизмы формирования шумов и способы их расчета, применительно к волоконно-оптическим линиям связи, в пятой – микрорезонаторы и модуляторы на основе кремниевых фотонных интегральных схем в составе передатчика.

УДК 621.39
ББК 32.88

© Трещиков В.Н., 2024
© Листвин В.Н., 2024
© АО «РИЦ «ТЕХНОСФЕРА», оригинал-макет, оформление, 2024

ISBN 978-5-94836-703-3

Содержание

Предисловие.....	8
Часть I. Основы DWDM-систем.....	10
1. Введение. DWDM-системы.....	10
2. Эволюция волоконно-оптических линий связи.....	20
2.1. Первое поколение, ММ-волокна.....	24
2.2. Второе поколение, SSMF-волокна (1310 нм).....	25
2.3. Третье поколение, DSF-волокна (1550 нм).....	27
2.4. Четвертое поколение, EDFA и DWDM.....	29
2.4.1. Мультиплексирование по длинам волн.....	29
2.4.2. Линии без промежуточных усилителей — однопролетная линия.....	33
2.4.3. Каскад усилителей.....	36
2.5. Усовершенствованные форматы модуляции для прямого детектирования.....	40
2.5.1. Спектральная эффективность форматов модуляции.....	40
2.5.2. Оптические спектры сигналов.....	42
2.5.3. «Псевдолинейный режим» при $B \geq 40$ Гбит/с.....	43
2.6. Пятое поколение: когерентные системы и модуляция pQAM.....	46
2.6.1. Архитектура и принцип работы когерентных систем.....	47
2.6.2. Форматы модуляции для когерентных систем.....	50
3. Подводные и наземные системы.....	55
3.1. Топологии сетей.....	56
3.2. Параметры систем.....	58
3.3. Надежность линий.....	61
4. Оптические волокна.....	63
4.1. Геометрия волокон.....	63
4.2. Потери в прямом волокне.....	65
4.3. Потери в изогнутом волокне.....	66
4.4. Потери в соединениях волокон.....	68
4.5. Хроматическая дисперсия.....	69
4.6. Поляризационная модовая дисперсия.....	73
5. Нелинейные эффекты.....	78
5.1. Типы нелинейных эффектов.....	78
5.2. Фазовая самомодуляция.....	80

5.3. Перекрестная фазовая модуляция.....	84
5.4. Четырехволновое смешение.....	86
5.5. Вынужденное бриллюэновское рассеяние.....	89
5.6. Вынужденное рамановское рассеяние.....	91
Часть II. Компоненты оптического тракта.....	101
6. Пассивные оптические элементы.....	101
6.1. Базовые технологии.....	101
6.2. Оптические разъемы.....	103
6.3. Оптические ответвители.....	105
6.4. Типы оптических мультиплексоров.....	111
6.5. Мультиплексоры с TFF-фильтрами.....	116
6.6. Мультиплексоры с AWG-решетками.....	120
6.7. Волокна для DCM-модулей.....	129
6.8. Компенсаторы дисперсии с DCF-волокнами.....	133
6.9. Компенсаторы дисперсии с FBG-решетками.....	141
6.10. Выравнивающие GFF-фильтры.....	153
6.11. Оптические изоляторы.....	159
6.12. Оптические циркуляторы.....	161
6.13. Атенюаторы.....	162
7. Эрбиевые усилители (EDFA).....	169
7.1. Физические основы EDFA.....	169
7.1.1. Принцип действия EDFA.....	169
7.1.2. Коэффициент перекрытия.....	173
7.1.3. Сечения рассеяния.....	175
7.1.4. Спектры усиления.....	177
7.1.5. Эффективность усиления и накачки.....	182
7.1.6. Пороговая мощность накачки.....	186
7.1.7. Типы эрбиевых волокон.....	188
7.2. Модель ненасыщенного усилителя.....	189
7.2.1. Эффект просветления волокна.....	191
7.2.2. Коэффициент усиления ненасыщенного усилителя.....	194
7.2.3. Спонтанное излучение и шум-фактор.....	196
7.3. Модель насыщенного усилителя.....	199
7.3.1. Эффект самонасыщения.....	199
7.3.2. Коэффициент усиления в режиме самонасыщения.....	202
7.3.3. Шумы усилителя в режиме самонасыщения.....	206
7.3.4. Спектральные характеристики.....	208
7.4. Насыщение усилителя мощностью сигнала.....	213
Часть III. Передатчик и приемник.....	215
8. Оптические передатчики.....	215
8.1. Спецификации передатчиков.....	216
8.1.1. Ширина оптического спектра.....	217

8.1.2. Коэффициент экстинкции.....	219
8.1.3. Паразитная частотная модуляция (чирп).....	221
8.2. Телекоммуникационные лазеры.....	228
8.2.1. Лазерный диод с инжекционной накачкой.....	229
8.2.2. Лазеры с резонатором Фабри — Перо.....	234
8.2.3. Лазеры с распределенной обратной связью.....	237
8.2.4. Поверхностные лазеры с вертикальным резонатором.....	238
8.2.5. Вагт-амперные характеристики.....	240
8.2.6. Модуляционные характеристики.....	242
8.3. Электроабсорбционные модуляторы (ЕАМ).....	246
8.3.1. Паразитная частотная модуляция (чирп) в ЕАМ.....	247
8.3.2. Эффект Франца — Келдыша.....	253
8.3.3. Квантово-размерный эффект Штарка.....	257
8.3.4. Конструкция и технология изготовления ЕАМ.....	265
8.4. Модуляторы Маха — Цендера (МЗМ).....	269
8.4.1. Фазовые модуляторы.....	270
8.4.2. Интерферометры на Y-ответвителях.....	275
8.4.3. Балансные схемы МЗМ.....	278
8.5. Эволюция модуляционных технологий.....	282
8.5.1. Бинарные амплитудные форматы NRZ и RZ.....	282
8.5.2. Генерация NRZ и RZ.....	283
8.5.3. Бинарные фазовые форматы PSK и DPSK.....	286
8.5.4. Генерация и демодуляция PSK и DPSK.....	288
8.5.5. Генерация и демодуляция многоуровневых форматов.....	290
8.5.6. Транспондеры в когерентных DWDM-системах.....	292
9. Фотоприемник для некогерентных систем.....	294
9.1. Элементы цифрового фотоприемника.....	294
9.1.1. Блок-схема.....	295
9.1.2. Фотодиод.....	296
9.1.3. Трансимпедансный усилитель.....	298
9.1.4. Регенератор.....	301
9.2. Быстродействующие фотодиоды.....	303
9.2.1. Импульсные характеристики.....	303
9.2.2. Вертикальное и торцевое освещение.....	306
9.2.3. Насыщение фотодиодов.....	308
9.3. Измерение BER.....	312
9.3.1. Схема измерений.....	313
9.3.2. Законы распределения ошибок.....	314
9.3.3. Методика измерений.....	316
9.3.4. Тестирование.....	318
9.4. Коэффициент ошибок и Q-фактор.....	320
9.4.1. Вероятность появления ошибок.....	320
9.4.2. Оптимальное положение порога.....	321
9.4.3. Q-фактор.....	322

9.4.4. Негауссовы шумы.....	324
9.5. Шумы фотоприемника.....	325
9.5.1. Шумы спонтанного излучения.....	326
9.5.2. Тепловые шумы.....	327
9.6. Требуемое OSNR ($OSNR_r$) и чувствительность фотоприемников.....	328
9.6.1. Штраф по мощности.....	329
9.6.2. Требуемое OSNR ($OSNR_r$).....	329
9.6.3. Чувствительность фотоприемников.....	332
9.6.4. Отношение сигнал/шум в бите.....	335
10. Когерентное детектирование в высокоскоростных ВОЛС.....	337
10.1. Оптоэлектронное преобразование с 180° гибридом.....	337
10.2. Гомодинное и гетеродинное детектирование.....	340
10.3. Интрадинное детектирование.....	342
10.4. Оптоэлектронное преобразование с 90° гибридом.....	345
10.5. Цифровое поляризационное демультиплексирование.....	347
Часть IV. Расчет оптических шумов в DWDM-системах.....	351
11. Расчет оптических шумов в некогерентных системах.....	351
11.1. OSNR на выходе линии передачи.....	351
11.2. Неоднородности спектра OSNR.....	358
11.3. Предустановка спектра входного сигнала.....	360
11.4. Шум-фактор оптических усилителей.....	364
12. Шумы нелинейной интерференции в когерентных системах.....	369
12.1. Механизм формирования шумов NLI.....	370
12.1.1. Хаотизация импульсной последовательности.....	370
12.1.2. Нелинейная интерференция (NLI).....	371
12.1.3. Шумовой характер NLI.....	372
12.1.4. Спектр оптических шумов.....	374
12.2. Измерение шумов нелинейной интерференции.....	375
12.3. Модель шумов нелинейной интерференции.....	377
12.3.1. Шумы, генерируемые в одном пролете ВОЛС.....	377
12.3.2. Суммирование шумов в пролетах ВОЛС.....	379
12.3.3. Точность модели гауссовых шумов.....	380
12.3.4. Модель некогерентного сложения шумов.....	380
13. Расчет оптических шумов в когерентных системах.....	383
13.1. ВОЛС с равными пролетами.....	383
13.1.1. Модель оптического тракта.....	383
13.1.2. Аналитические свойства $OSNR_{\text{вых}}$	384
13.1.3. Учет дополнительных потерь.....	391
13.2. ВОЛС с неравными пролетами.....	394
13.2.1. Эволюция OSNR в одном пролете ВОЛС.....	394
13.2.2. Эволюция OSNR в оптическом тракте.....	396

Часть V. Кремниевые микрорезонаторы и модуляторы	398
14. Фотонные провода	400
14.1. Эффективный показатель преломления.....	400
14.2. Потери в прямом фотонном проводе.....	401
14.3. Потери в изогнутом фотонном проводе.....	402
14.4. Согласование с оптическим волокном.....	404
14.5. Температурная чувствительность.....	406
15. Свойства кольцевых резонаторов	410
15.1. Две основные конфигурации.....	410
15.2. Потери в оптическом резонаторе.....	411
15.3. Уравнения для комплексных амплитуд.....	413
15.4. Формулы Эйри.....	414
15.5. Спектр интенсивности света в резонаторе.....	416
15.6. Коэффициент пропускания.....	419
15.7. Сдвиг фазы.....	422
15.8. Конфигурация с двумя ответвителями.....	425
16. Фазовая модуляция в кремнии	429
16.1. Плазменно-дисперсионный эффект.....	429
16.2. Типы фазовых модуляторов.....	430
16.3. Фазовые модуляторы с обеднением носителей.....	432
16.4. Интерферометр, усиленный кольцевым резонатором.....	434
17. Внутррезонаторная модуляция	438
17.1. Эффективность модуляции амплитуды.....	439
17.2. Требуемое δn	440
17.3. Амплитудные и фазовые спектры.....	440
17.4. Быстродействие MRM.....	442
17.5. Сравнение с интерференционной модуляцией.....	443
18. Модуляция коэффициента связи	446
18.1. Оптическая схема.....	446
18.2. Коэффициент пропускания.....	447
18.3. Сравнение с внутррезонаторной модуляцией.....	449
Сокращения	451
Предметный указатель	456
Литература	467

Предисловие

Объем данных, передаваемый по сетям связи, растет на 20–30% ежегодно. Это — следствие бурного технического прогресса в индустрии связи, интернет-технологий, сетевых приложений и облачных сервисов. В новых условиях одним из основных требований, предъявляемых к волоконно-оптическим сетям, стала возможность быстрого увеличения их пропускной способности в соответствии с ростом объемов трафика.

Наилучшим образом эта задача решается с помощью технологии мультиплексирования каналов по длинам волн (DWDM — Dense Wavelength Division Multiplexing). В книге собран курс лекций по DWDM-системам, предназначенный для специалистов, занимающихся разработкой, внедрением и эксплуатацией DWDM-оборудования. Авторы книги — сотрудники российской компании «Т8», занимающейся разработкой и производством DWDM-оборудования, а также проектированием, инсталляцией и пусконаладкой DWDM-систем.

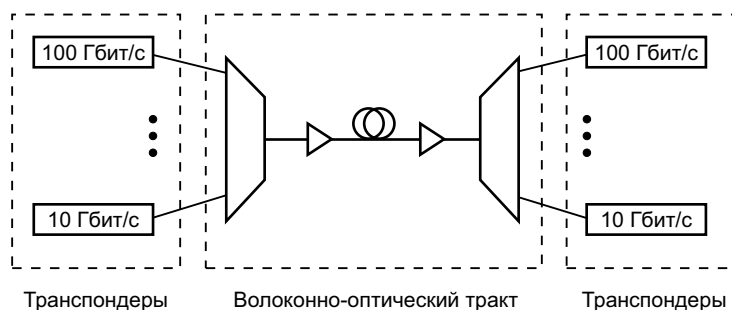
Оборудование «Волга» компании «Т8» предназначено для передачи до 96 каналов DWDM со скоростью до 400 Гбит/с, или до 48 каналов со скоростью до 800 Гбит/с. Спектральная эффективность системы «Волга» составляет 1–6,4 бит/с/Гц, что обеспечивает пропускную способность до 38,4 Тбит/с при использовании расширенного C-диапазона (6 ТГц). Разрабатывается новая DWDM-система, которая позволит передавать трафик в C+L диапазоне. Потенциальная пропускная способность составит 64 Тбит/с или 80 каналов по 800 Гбит/с.

Сотрудники компании «Т8» построили более 130 000 километров DWDM-сетей. Таким образом, книга воплощает практический опыт специалистов, более 20 лет занимающихся разработкой оборудования и строительством DWDM-систем в России и других странах.

DWDM-система в самом общем виде состоит из приема-передающего оборудования (транспондеров) и волоконно-оптического тракта между ними, как показано на рисунке ниже. По одному волокну можно передать несколько десятков каналов на разных длинах волн. Для формирования каналов со скоростью 10 Гбит/с и ниже используются классические транспондеры с модуляцией интенсивности излучения и прямым детектированием, а для формирования DWDM-каналов со скоростью 100 Гбит/с и выше — ко-

герентные транспондеры с многоуровневой амплитудно-фазовой модуляцией.

Книга состоит из пяти частей. В первой части рассмотрены основы DWDM-систем, история их возникновения и эволюция, во второй части — компоненты волоконно-оптического тракта, в третьей — приемник и передатчик каналобразующего оборудования, в четвертой части — механизмы формирования шумов и способы их расчета применительно к волоконно-оптическим линиям связи, в новой — пятой — микрорезонаторы и модуляторы на основе кремниевых фотонных интегральных схем в составе передатчика.



DWDM-система, общий вид

Книга продолжает начатую в 2003 году серию книг по волоконной оптике: «Оптические волокна для линий связи», «Рефлектометрия оптических волокон». Ее первое издание вышло в 2012 году, второе — в 2015, третье — в 2017, четвертое — в 2021 году. Материал изложен просто и может быть использован как вводный курс в тему DWDM-систем как специалистами, так и теми, кто только начинает знакомиться с телекоммуникационными технологиями.

Детальное описание технологии DWDM и обширный список литературы можно найти в томах *Optical Fiber Telecommunications* [1–10], первый из которых был издан в 1979 году, а самый новый том VII вышел в 2019 году. Список литературы на русском языке приведен в конце этой книги.

Авторы благодарят сотрудников компании «Т8» — Игоря Петренко, Дмитрия Артемова и Рустама Убайдуллаева за редактирование текста и иллюстраций 5-го издания книги.

Часть I. Основы DWDM-систем

1. ВВЕДЕНИЕ. DWDM-СИСТЕМЫ

Спектральным уплотнением каналов, или мультиплексированием по длинам волн (WDM — Wavelength Division Multiplexing) называется передача нескольких сигналов в одном оптическом волокне на разных длинах волн (несущих). Принцип действия схемы мультиплексирования по длинам волн показан на рис. 1.1.

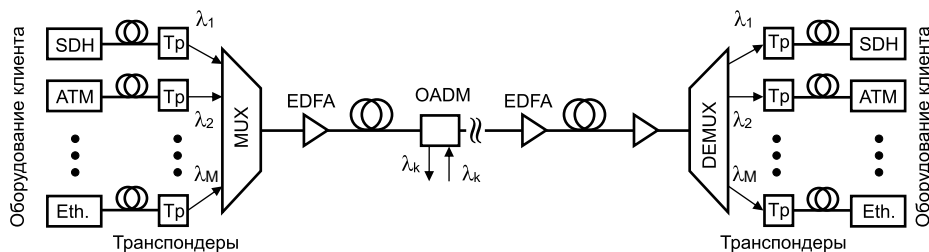


Рис. 1.1. WDM-система — передача по волокну оптических сигналов на разных длинах волн

Оптические сигналы приходят от клиента по отдельным волокнам, а в WDM-системе передаются по одному волокну на разных длинах волн (несущих). В зависимости от расстояния между несущими различают системы грубого мультиплексирования (CWDM — Coarse WDM) и системы плотного мультиплексирования (DWDM — Dense WDM). Сегодня наиболее распространены DWDM-системы с числом каналов 40 или 80.

Расстояние между несущими в DWDM-системах может составлять 25...200 ГГц, в современных сетях наиболее часто используется сетка каналов с шагом 50 ГГц. Для передачи используются прежде всего спектральные диапазоны C (1530...1565 нм), S (1460...1530 нм) и L (1565...1625 нм).

Приходят сигналы на длинах волн оборудования клиента, а передаются на длинах волн, соответствующих частотному плану Сектора по стандартизации телекоммуникаций Международного союза электросвязи (ITU-T — International Telecommunication Union — Telecommunication Standardization Sector). Преобразование длин волн осуществляется в транспондерах

(transponder = transmitter + responder), а объединение оптических сигналов — в мультиплекоре. У каждой оптической несущей (оптического канала) имеются свой передатчик и приемник, и сигналы могут передаваться в разных форматах. Например, в транспондерах «Волга» для скорости передачи 100 Гбит/с используется формат модуляции DP-QPSK.

Емкость DWDM-системы C можно наращивать, увеличивая как число спектральных каналов M , так и скорость передачи в каждом канале B . С 1980 года развитие технологий позволило увеличить M на два порядка, а B — на четыре порядка. В результате емкость линий связи выросла примерно в миллион раз, рис. 1.2.

$$C = M \cdot B \quad (1.1)$$

Типичные значения: $M = 40 \dots 80$ и $B = 10 \dots 800$ Гбит/с. В линейных трактах чаще всего используется OTU-2 (10 Гбит/с), в новых системах — OTU4 (100 Гбит/с), а в клиентских трактах — Ethernet (90%) и SDH (10%). Число каналов $M = \Delta\lambda_y / \Delta\lambda_k$ равно отношению ширины полосы усиления света ($\Delta\lambda_y$) к ширине межканального интервала ($\Delta\lambda_k$). Ширина полосы усиления зависит от типа усилителя, а ширина межканального интервала определена частотным планом ITU-T ($\Delta\nu_k = 200$ ГГц, 100 ГГц или 50 ГГц). Полосе частот $\Delta\nu_k = 100$ ГГц на $\lambda = 1550$ нм соответствует $\Delta\lambda_k = 0,8$ нм.

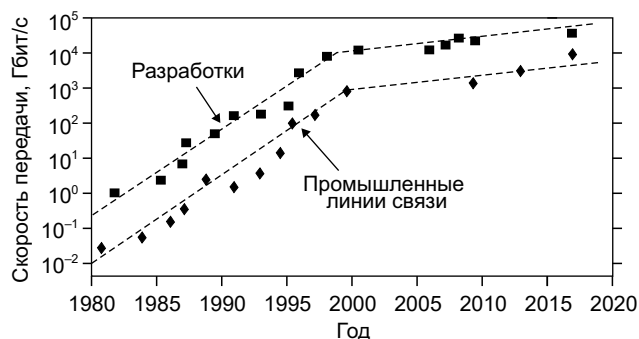


Рис. 1.2. Увеличение емкости лабораторных и промышленных линий связи начиная с 1980 г. После 2001 г. темп роста емкости линий уменьшился

Спектральная эффективность формата модуляции определяет количество информации (число бит данных), переносимой одним символом. Спектральная эффективность системы связи представляет собой отношение скорости передачи информации (бит/с) к ширине полосы пропускания (Гц) и измеряется в показателе (бит/с/Гц):

$$SE = B/\Delta\lambda_k \quad (1.2)$$

Спектральная эффективность характеризует, насколько эффективно в произвольной системе связи используется полоса частот.

Пример 1. Число каналов в DWDM-системе. Для оборудования «Волга» стандартным является межканальный интервал $\Delta\lambda_k = 0,4$ нм ($\Delta\nu_k = 50$ ГГц). При этом межканальном интервале число каналов M в C-диапазоне ($\Delta\lambda_y = 35$ нм) равно $M = 35/0,4 \cong 88$. Стандартные мультиплексоры выпускаются на 80, 88 или 96 каналов, для двух последних случаев используются усилители с расширенным диапазоном. В C + L-диапазоне ($\Delta\lambda_y = 80$ нм) число каналов увеличивается до $M = 200$. Реально из-за промежутка между полосами усиления эрбиевых усилителей в C + L-диапазоне используется 160 каналов. При $B = 100$ Гбит/с это соответствует емкости линии 16 Тбит/с.

Переход от одноканальной линии к DWDM-системам потребовал усовершенствования оптических волокон, оптических усилителей и компенсаторов дисперсии, а также создания новых устройств: транспондеров и мультиплексоров.

Транспондеры применяются для преобразования несущей длины волны сигнала, приходящего от оборудования клиента, к частотному плану ITU-T, а сигнала, приходящего из линии, — к несущей длине волны оборудования клиента. Современные транспондеры работают в стандарте OTN и упаковывают клиентские сигналы различных типов (Ethernet, SDH, FC) в стандартные OTN-контейнеры, имеющие унифицированный заголовок, обработку аварий и сигнализации и поля FEC. Поступающий на вход транспондера оптический сигнал детектируется и восстанавливается цифровым фотоприемником, рис. 1.3. При полном восстановлении цифрового сигнала (3R-регенерация, 3R — reamplifying, reshaping, retiming) восстанавливаются три основных параметра импульса: амплитуда, форма и положение на шкале времени (синхронизация). Далее с помощью этого сигнала модулирует-

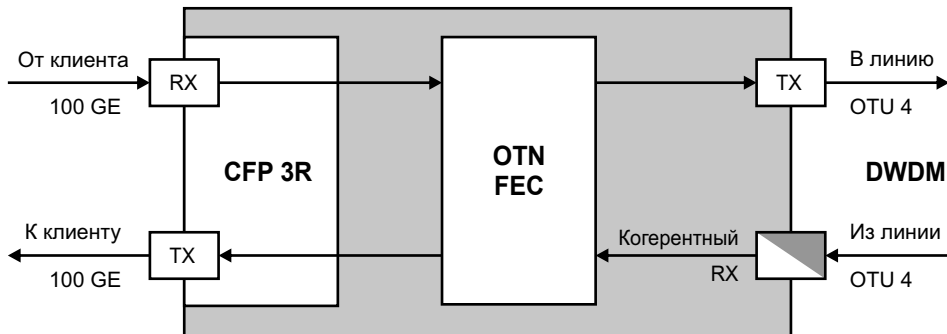


Рис. 1.3. Схема 4-портового транспондера «Волга»

ся лазер с распределенной обратной связью (DFB(L) — Distributed Feed Back (Laser)), генерирующий свет на длине волны, соответствующей частотному плану ITU-T.

В транспондерах «Волга» используется упреждающая коррекция ошибок (FEC — Forward Error Correction), рис. 1.3. Эффективность FEC принято измерять по выигрышу в минимальном отношении сигнал/шум, при котором приемник способен принять сигнал ($OSNR_T$). В зарубежной литературе используется обозначение Net Coding Gain (NCG) или Net FEC Gain — чистый выигрыш по FEC (где слово «чистый» подразумевает, что из выигрыша по FEC надо вычесть небольшой штраф, связанный с увеличением полосы сигнала). Например, для сигнала 10 Гбит/с применение FEC первого поколения (RS FEC, GFEC) дало выигрыш около 4,5 дБ, а применение FEC второго поколения (SuperFEC) вместе с оптимизацией уровня принятия решений — 12 дБ (при $BER = 10^{-12}$), рис. 1.4. Для сравнения: выигрыш в 3 дБ позволяет в два раза увеличить длину линии с промежуточными усилителями.

В современных линиях 100 Гбит/с используется третье поколение FEC (SoftFEC, FEC с многоуровневым приемом сигнала и «мягким» принятием решений), которое дает еще больший выигрыш. Эти технологии позволяют достичь для 100 Гбит/с значение $OSNR_T$ 10 дБ, что лучше, чем $OSNR_T$ для 10 Гбит/с с FEC первого поколения.

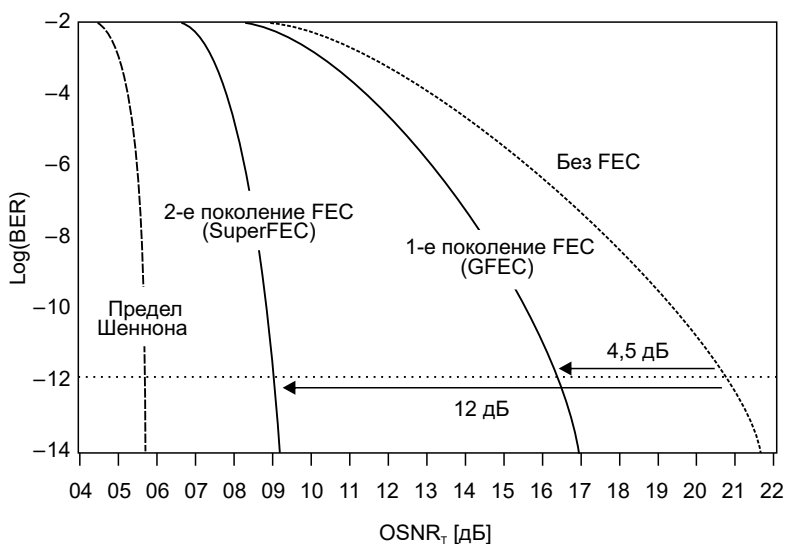


Рис. 1.4. Улучшение качества сигнала 10 Гбит/с с помощью упреждающей коррекции ошибок (FEC)

Оптические мультиплексоры применяются для объединения сигналов, пришедших на вход линии на разных длинах волн, рис. 1.5. При $M \leq 16$ используются наиболее простые типы мультиплексоров (MUX) на основе тонкопленочных фильтров (TFF — Thin-Film Filter), а при $M > 16$ — интегрально-оптические мультиплексоры на основе волноводных фазовых решеток (AWG — Arrayed Waveguide Gratings). Мультиплексоры AWG стоят дороже, но обладают меньшими габаритами. Для выравнивания уровней каналов используются мультиплексоры с аттенуаторами на каждом канале VMUX. При изменении направления распространения света эти устройства превращаются в демультиплексоры (DEMUX).

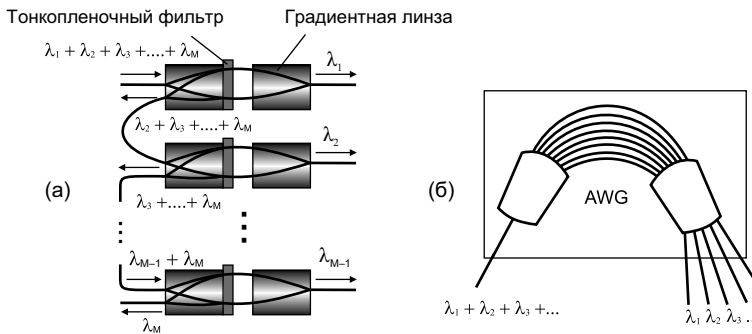


Рис. 1.5. Схемы демультиплексоров на основе: (а) тонкопленочных фильтров (TFF) и градиентных линз (GRIN); (б) массива волноводных решеток (AWG)

Простейший тонкопленочный фильтр представляет собой интерферометр Фабри — Перо с толщиной промежуточного слоя между зеркалами порядка длины волны λ . Зеркала образуются многослойной диэлектрической пленкой с оптической разностью хода между слоями, равной $\lambda/4$. В рабочем диапазоне длин волн TFF-фильтр пропускает излучение вблизи одной длины волны и отражает излучение на всех других длинах волн. Комбинируя слои различной толщины, можно синтезировать TFF-фильтр, форма спектра пропускания которого близка к прямоугольной. Несколько установленных последовательно TFF-фильтров образуют мультиплексор/демультиплексор, рис. 1.5а. Потери в нем увеличиваются с ростом числа каналов, и при $M > 16$ они близки к величине потерь (5...6 дБ), вносимых AWG-мультиплексором.

Мультиплексор AWG состоит из массива планарных волноводов и двух ответвителей ($N \cdot N$), расположенных на входе и на выходе, рис. 1.5б. Длины соседних волноводов отличаются на одну и ту же величину. На входе все волноводы засвечиваются одинаково, поэтому фазы световых волн на выходе из волноводов отличаются также на одну и ту же величину. Дифракционная

картина на выходе из волноводов подобна той, которая образуется при освещении вогнутой дифракционной решетки плоским полихроматическим пучком света. В результате световые волны разной длины волны фокусируются в различные волокна, т. е. AWG действует как демультиплексор. При обращении направления распространения свет с разными длинами волн фокусируется в одно и то же волокно, и AWG действует как мультиплексор.

Мультиплексоры ввода/вывода (OADM — Optical Add/Drop Multiplexer) отличаются только тем, что часть спектральных каналов проходит транзитом. Строятся они обычно на основе тонкопленочных фильтров и рассчитаны на работу в сетях, где необходим ввод/вывод каналов с фиксированными длинами волн.

Оптические волокна. Для большинства наземных DWDM-систем оптимальны стандартные одномодовые волокна (SSMF — Standard Single Mode Fiber), свойства которых определяются рекомендацией ITU-T G.652. Специально для применения в DWDM-системах были разработаны два новых типа телекоммуникационных волокон: волокна с ненулевой дисперсией (NZDSF — Non-Zero Dispersion Shifted Fiber), дисперсия в которых составляет 2...6 пс/нм·км в С-диапазоне (G.655), и волокна с сердцевиной из чистого кварца (PSCF — Pure Silica Core Fiber) с рекордно малыми потерями (G.654). Потери в PSCF-волокнах примерно на 30 % меньше, чем в SSMF-волокнах, что позволяет почти на 1/3 увеличить длину пролета линии без промежуточных усилителей. Волокна NZDSF обеспечивают передачу сигналов со скоростью 10 Гбит/с без компенсации дисперсии на расстояние порядка 150 км (в формате NRZ). Эти волокна широко применяются в Европе, где мало расстояние между городами. В России больше 90 % используемых волокон — SSMF (G.652).

Оптические усилители (EDFA — Erbium Doped Fiber Amplifier). В одноканальных линиях основными характеристиками линейных оптических усилителей являются: коэффициент усиления, выходная мощность и шум-фактор. В многоканальных линиях необходимо также, чтобы спектр усиления был постоянным во всем рабочем диапазоне длин волн и не зависел от уровня входной мощности. Достигается это путем выравнивания спектра усиления с помощью оптических фильтров (GFF — Gain Flattening Filter) и стабилизации одновременно и коэффициента усиления, и величины выходной мощности.

Коэффициент усиления устанавливается мощностью накачки, а для регулировки выходной мощности усилителя применяется оптический аттенуатор (VOA — Variable Optical Attenuator). Спектр потерь, вносимых VOA в полосу усиления, практически плоский и не влияет на форму результирующего сигнала. В качестве GFF-фильтров используются волоконные брэгговские решетки (FBG — Fiber Brag Gratings), длиннопериодические волокон-

ные решетки (LPFG — Long-Period Fiber Gratings), тонкопленочные фильтры TFF и биконические переходы. Для того чтобы компенсировать потери, вносимые аттенуатором и GFF-фильтром, их устанавливают между секциями усилителя, рис. 1.6.

При регулировке выходной мощности при использовании VOA, в отличие от регулировки с помощью накачки, удастся достичь плоского спектра усиления в диапазоне регулировки порядка 10 дБ.

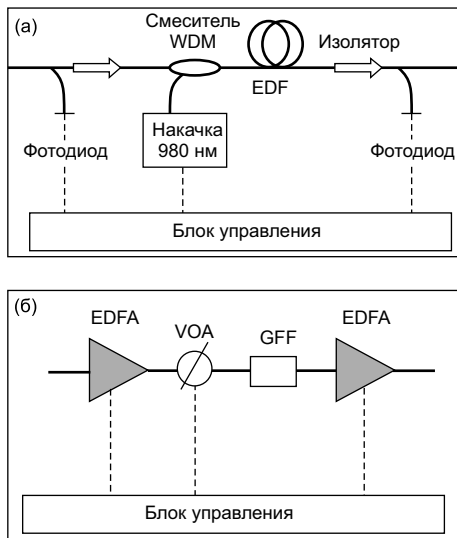


Рис. 1.6. (а) Базовая модель EDFA. (б) Широкополосный EDFA с переменным коэффициентом усиления

При модернизации оптических сетей часть спектральных каналов отключается или добавляется, что приводит к скачку мощности (ΔP) в оставшихся каналах. При выключенной системе стабилизации коэффициента усиления величина этого скачка большая: $\Delta P > 6$ дБ при отключении 7 каналов из 8, рис. 1.7. Допустимая величина ΔP зависит от типа оптической сети, в современных усилителях скачок не превышает 1 дБ.

Для эффективного подавления переходного процесса в оставшихся каналах время стабилизации коэффициента усиления ($t_{ст}$) должно быть много меньше постоянной времени этого процесса (t_n). В ненасыщенных эрбиевых усилителях t_n велика — порядка постоянной времени спонтанной люминесценции ($\tau_{сп} \cong 10$ мс) и условие $t_{ст} \ll t_n$ легко выполняется в стандартной схеме коррекции накачки с использованием цепи обратной связи.

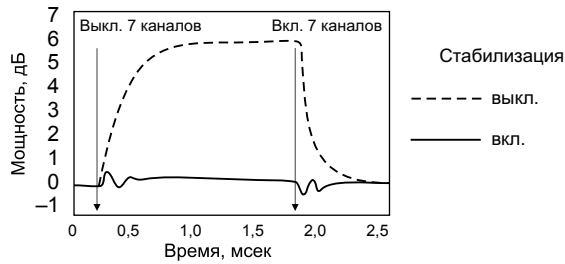


Рис. 1.7. Изменение мощности в одном из восьми каналов, когда остальные семь каналов вначале выключены, а затем включены

В DWDM-системах усилители работают в режиме насыщения. В насыщенном усилителе скорость релаксации инверсной населенности определяется в основном вынужденными переходами, и для них $t_{п} \ll \tau_{сп}$. В одиночном усилителе $t_{п}$ уменьшается до 100 мкс, а в каскаде усилителей еще сильнее — до нескольких микросекунд. Для того чтобы успевать демпфировать столь быстрые изменения выходной мощности, в схеме стабилизации коэффициента усиления используется упреждающая коррекция накачки.

Стоимость эрбиевых усилителей остается традиционно высокой (хотя выпускаются они в массовом количестве). Во-первых, потому, что усложняются оптические и электрические блоки усилителей. Во-вторых, увеличиваются их выходная мощность (пропорционально числу каналов) и мощность лазеров накачки. До недавнего времени стоимость усилителей возрастала пропорционально мощности лазеров накачки. Существенно и то, что конструкция и параметры усилителей не стандартизованы, так как они во многом зависят от типа оптических сетей, в которых инсталлируются усилители.

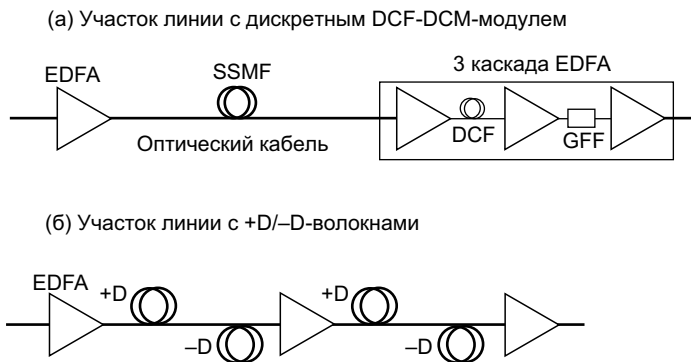


Рис. 1.8. Схемы компенсации хроматической дисперсии (а) в наземных и (б) в подводных линиях

Компенсаторы дисперсии. В наземных линиях компенсация хроматической дисперсии осуществляется в основном путем добавления между каскадами усилителей EDFA специальных модулей с катушками волокна, которое имеет большую отрицательную дисперсию (DCF — Dispersion Compensating Fiber) [7–8, 11]. Возможно использование компенсаторов дисперсии на основе брэгговских решеток, такие компенсаторы имеют меньший размер и потери, чем DCF. В подводных линиях используются кабели, в которые уложены волокна с противоположным знаком хроматической дисперсии, рис. 1.8. В DWDM-системах необходимо компенсировать дисперсию не только в середине рабочего диапазона длин волн, но и на его краях, что до сих пор является серьезной проблемой. Например, в трансокеанских линиях длиной порядка 10 000 км остаточная дисперсия на краю диапазона может достигать несколько тысяч пс/нм.

При передаче сигналов со скоростью 40 Гбит/с в наземных линиях и на краях диапазона в подводных линиях остаточная дисперсия компенсируется с помощью перестраиваемых модулей компенсации дисперсии (TDCM — Tunable Dispersion Compensating Module) на основе волоконных брэгговских решеток (FBG — Fiber Brag Grating), устанавливаемых на выходе демультиплексора, рис. 1.9а. Модуль TDCM содержит циркулятор и FBG-решетку, период которой изменяется по линейному закону (чирпированная FBG,

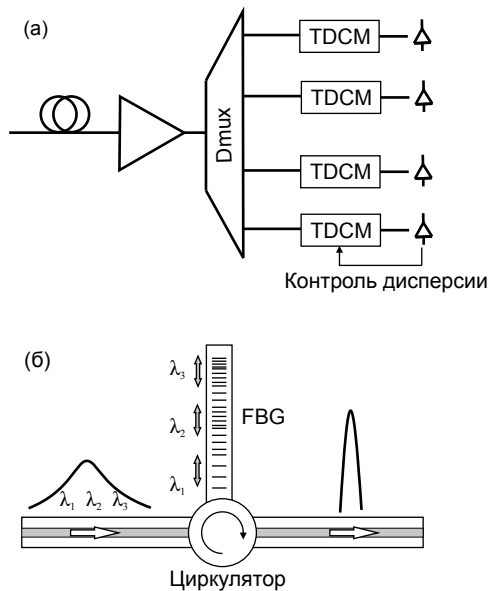


Рис. 1.9. (а) Схема компенсации остаточной дисперсии в спектральных каналах, (б) принцип действия DCM-модуля с волоконной брэгговской решеткой (FBG)

chirped FBG), рис. 1.9б. Импульс, уширенный из-за хроматической дисперсии волокна в линии, направляется циркулятором в отрезок волокна с FBG-решеткой. Более длинные волны ($\lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3$) этого импульса отражаются от начала chirпированной волоконной брэгговской решетки и испытывают большую задержку по сравнению с короткими волнами. Отраженный от этой решетки импульс сжимается и направляется циркулятором в линию. Оптимальное значение дисперсии в TDCM обычно настраивают по минимальному значению коэффициента ошибок BER в канале.

Еще одна особенность DWDM-систем состоит в том, что существенно увеличивается передаваемая по волокну мощность и поэтому усиливается влияние нелинейных эффектов. В одноканальных линиях мощность на входе в волокно ограничена эффектом самомодуляции волн (SPM — Self Phase Modulation) и вынужденным бриллюэновским рассеянием (SBS — Stimulated Brillouin Scattering). В многоканальных линиях дополнительное ограничение по входной мощности (в канале) возникает еще и из-за перекрестных помех, обусловленных перекрестной фазовой модуляцией (XPM — Cross Phase Modulation) четырехволновым смещением (FWM — Four Wave Mixing), и вынужденным рамановским рассеянием (SRS — Stimulated Raman Scattering).

Резюме. Пропускную способность DWDM-систем можно наращивать, увеличивая число каналов. Для работы DWDM-систем необходимы оптические волокна, оптические усилители и компенсаторы дисперсии, а также новые устройства: транспондеры и мультиплексоры. В DWDM-системах появляется дополнительное ограничение по входной мощности из-за нелинейных эффектов, а также ограничений на максимальную суммарную мощность, вводимую в волокно.

2. ЭВОЛЮЦИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Введение. Сразу после создания волокон с малыми потерями появились и начали совершенствоваться магистральные волоконно-оптические линии связи (ВОЛС). Эти линии предназначены для передачи больших потоков информации на большие расстояния. Магистральные линии характеризуются двумя основными параметрами: емкостью C [Гбит/с] и длиной регенерационного участка L [км]. Эти параметры в течение почти 30 лет улучшались настолько быстро, что производительность линий $C \cdot L$ каждый год удваивалась [7–10, 12], рис. 2.1.

В последнее время наблюдается снижение скорости роста производительности. Предельная емкость DWDM-систем, которую можно достичь в ближайшие годы за счет существующего технологического задела, составляет приблизительно 100 Тбит/с [13].

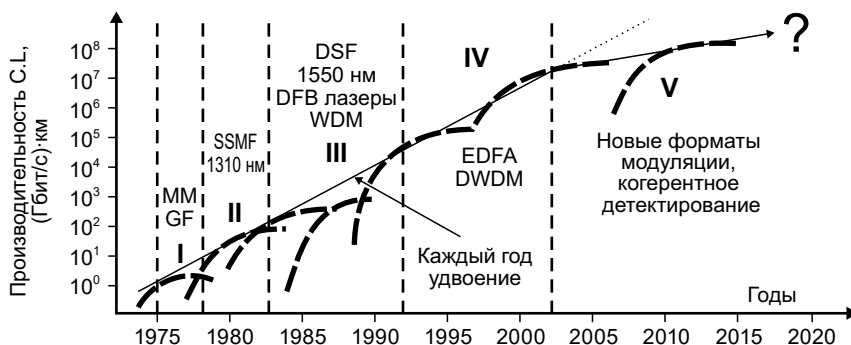


Рис. 2.1. Увеличение производительности линий ($C \cdot L$) с момента появления первых линий, каждый год удвоение

Например, при использовании каналов 800 Гбит/с в полосе 125 ТГц (что теоретически возможно при символьной скорости 95 Гбод и формате модуляции DP-64QAM, хотя и с существенным снижением дальности передачи), спектральная эффективность составляет $SE = 6,4$ бит/с/Гц, что позволяет добиться в $C+L$ -диапазоне (~ 10 ТГц) емкости ~ 64 Тбит/с. В 2016 году была продемонстрирована передача каналов 400 Гбит/с с модуляцией DP-64QAM

в полосе ~50 ГГц на расстояние порядка 100 км. Даже если предположить десятикратное увеличение предельной дальности за счет оптимизации архитектуры многопролетных линий (сокращения длин пролетов) и улучшения характеристик волокна и усилителей, предел роста производительности можно оценить как $100 \text{ Тбит/с} \times 1000 \text{ км} = 10^8 \text{ (Гбит/с)·км}$, рис. 2.1.

Дальнейший рост производительности систем связи возможен при расширении спектрального диапазона до O+S+C+L.

В течение нескольких десятков лет эволюция ВОЛС определялась совершенствованием как оптических волокон, так и приемо-передающего оборудования. Новые технологии в изготовлении оптических волокон открывали возможность передавать световые волны в новых окнах прозрачности (1,3 мкм и 1,55 мкм) с меньшими потерями, рис. 2.2, что стимулировало разработку новых систем и компонентов [14–15]. Более совершенные компоненты и системные технологии предъявляли новые требования к характеристикам оптических волокон, что стимулировало, в свою очередь, разработку новых типов оптических волокон [16–17], рис. 2.3.

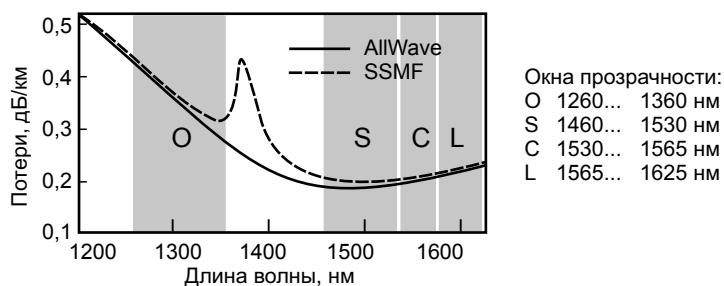


Рис. 2.2. Зависимость потерь в одномодовых волнах от длины волны света (SSMF — стандартное одномодовое волокно, AIIWave — одномодовое волокно без «водяного пика»)

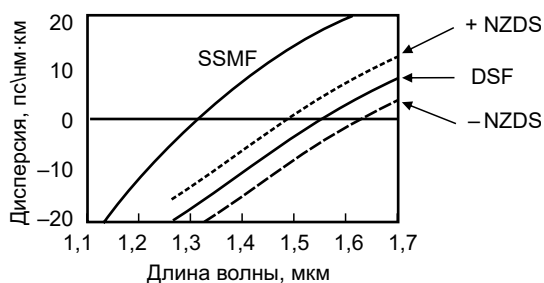


Рис. 2.3. Зависимость хроматической дисперсии телекоммуникационных волокон от длины волны света

Можно выделить пять поколений ВОЛС, которые обозначены римскими цифрами I—V на рис. 2.1.

В первых трех поколениях линий оптические усилители не применялись, и передача оптических сигналов по волокну осуществлялась в линейном режиме, т. е. при относительно небольшой оптической мощности. Искажение сигналов из-за нелинейных эффектов было мало. Основными факторами, ограничивающими длину пролета в линии передачи, являлись потери и хроматическая дисперсия, которые компенсировались оптоэлектронными регенераторами (ОЕО — optical-electrical-optical). ОЕО-регенераторы осуществляют полное восстановление цифрового сигнала (3R — reamplifying, reshaping, retiming), но только для какого-нибудь одного определенного формата модуляции и скорости передачи.

В четвертом поколении ОЕО-регенераторы заменили оптическими усилителями. Оптические усилители восстанавливают только амплитуду сигнала (1R — reamplifying), но зато линии с оптическими усилителями оптически прозрачны: по ним можно передавать сигналы с любой скоростью, в любых форматах и на любой длине волны (в полосе оптического усилителя). Оптически прозрачные ретрансляторы (т. е. оптические усилители) особенно важны для систем с мультиплексированием каналов по длинам волн (DWDM — dense wavelength division multiplexing), где по одному волокну передаются сигналы на многих длинах волн. В линии с ОЕО-регенератором для каждой длины волны (спектрального канала) необходим отдельный ОЕО-регенератор, рис. 2.4б. В линии с оптическими усилителями все спектральные каналы усиливаются с помощью одного усилителя, рис. 2.4а. Число этих каналов может быть более 100, что и делает технологию DWDM экономически эффективной.

Оптические усилители позволили компенсировать потери в волокнах и в компенсаторах хроматической дисперсии и существенно увеличить тем самым длину регенерационного участка линии. Основными факторами,

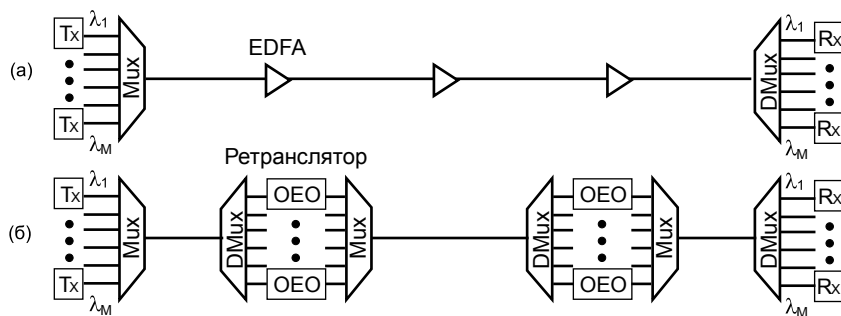


Рис. 2.4. Системы DWDM (а) с оптическими усилителями и (б) с ОЕО-регенераторами

ограничивающими длину этого участка, стали нелинейные эффекты в волокне и накопленное спонтанное излучение оптических усилителей. Наиболее сильно нелинейные эффекты проявляются в DWDM-системах [18], так как с увеличением числа длин волн, передаваемых по волокну, увеличивается и передаваемая по нему суммарная оптическая мощность. Поэтому в DWDM-системах, кроме нелинейных эффектов, наблюдавшихся при передаче сигналов на одной длине волны, начинают проявляться нелинейные эффекты, свойственные только многоволновым линиям передачи. Для уменьшения искажений сигнала, вызванных этими нелинейными эффектами, были разработаны новые форматы модуляции [7, 8].

В четвертом поколении ВОЛС применялись (и применяются до сих пор) форматы модуляции с прямым детектированием. Изначально это были в основном амплитудные форматы NRZ и RZ. При $B \leq 2,5$ Гбит/с используется наиболее простой в реализации формат NRZ, а при $B = 10$ Гбит/с наряду с NRZ используется также более устойчивый к нелинейным искажениям формат RZ. Впоследствии были разработаны также усовершенствованные форматы с прямым детектированием, где используется как амплитудная, так и фазовая модуляция сигнала.

В усовершенствованных амплитудных форматах RZ (CSRZ, APRZ, RZDUO, RZAMI) дополнительная фазовая модуляция служит для уменьшения внутриканальных нелинейных искажений.

Во втором классе усовершенствованных форматов модулируемым параметром является фаза сигнала, а амплитудная модуляция применяется для устранения чирпа (уширения спектра сигнала), возникающего при скачкообразном изменении фазы сигнала. Для 40 Гбит/с наиболее распространены дифференциальные фазовые форматы DPSK [19]. Они позволяют принять фазомодулированный сигнал с помощью прямого детектирования, улучшают чувствительность приемника на 3 дБ (в балансной схеме) и увеличивают в два раза спектральную эффективность (при квадратурной модуляции DQPSK).

В пятом поколении ВОЛС произошел переход от прямого детектирования к когерентному приему сигнала, открывший возможности реализации многоуровневых форматов модуляции и схем электронной компенсации дисперсионных и нелинейных искажений.

Необходимость применения многоуровневых форматов модуляции в когерентных линиях с $B = 40$ Гбит/с, 100 Гбит/с и выше связана, в основном, с тремя факторами. Во-первых, при $B = 40$ Гбит/с и выше ширина оптического спектра сигнала становится сравнимой с межканальным интервалом DWDM-систем, поэтому для дальнейшего увеличения скорости канала (при сохранении занимаемой спектральной полосы) необходимы форматы модуляции, обладающие большой спектральной эффективностью. Во-вторых, необходимы форматы модуляции, позволяющие противостоять проявив-

шимся при таких скоростях внутриканальным нелинейным эффектам, прежде всего, внутриканальному четырехволновому смешению (intra-channel FWM, IFWM) и внутриканальной фазовой кросс-модуляции (intra-channel XPM, IXPM) и дисперсии.

В-третьих, для скоростей 100 Гбит/с и выше ограничением является скорость работы модуляторов сигнала и электронных компонентов. Чтобы уменьшить требования к модуляторам, необходимо повысить символьную эффективность модуляции (количество бит информации, передаваемых за один такт модуляции). Например, для передачи 100 Гбит/с используется модулятор с символьной скоростью 30 Гбод и формат модуляции DP-QPSK (передача сигнала на двух поляризациях и четырех фазах). Каждый символ DP-QPSK которого несет 4 бита информации. Таким образом, сигнал в 120 Гбит/с (100 — полезная нагрузка + 20 — FEC и Overhead) передается по одной длине волны в виде 4 логических каналов по 30 Гбит/с. В наиболее современных системах со скоростью передачи 400 Гбит/с и 800 Гбит/с по одной оптической несущей используются форматы модуляции DP-16QAM (8 бит на символ), DP-64QAM (12 бит на символ) и гибридные форматы.

2.1. Первое поколение, ММ-волокна

Хотя с самого начала было понятно, что в одномодовых (SM — single mode) волокнах потери меньше, а полоса пропускания больше, чем в многомодовых (ММ — multi mode) волокнах, в линиях связи первыми (1970 г.) начали применяться ММ-волокна. Объясняется это тем, что они обладают большой апертурой и большим диаметром сердцевины, поэтому соединять их между собой (как с помощью сварки, так и с помощью разъемов) и с источником излучения намного проще. По этой причине многомодовые волокна и на сегодняшний день используются на коротких (до 2...3 км) абонентских участках линий. Кроме того, в 1970 г. еще не было промышленных полупроводниковых лазеров, а для согласования со светодиодами требовались волокна с большой светосилой.

Первые ММ-волокна имели ступенчатый профиль показателя преломления и поэтому обладали слишком большой межмодовой дисперсией (коэффициент широкополосности $K \sim 20$ МГц·км). В дальнейшем на абонентских участках линий связи стали применяться градиентные волокна (GF — graded-index fiber, gradient-index fiber). В последних моделях GF-волокон для Gigabit Ethernet гарантирована дальность ~ 2 км. Вначале использовались GF-волокна с диаметром сердцевины $d \cong 50$ мкм и числовой апертурой $NA \cong 0,2$, рис. 2.5. Из-за относительно небольшой светосилы ($\sim d^2 NA^2$) эти волокна обеспечивали передачу сигналов со скоростью 10 Мбит/с на расстояние менее 1,2 км. Для того чтобы преодолеть этот недостаток, были созданы

GF-волокна с большей светосилой ($d \cong 62,5$ мкм и $NA \cong 0,275$). Они обеспечили передачу 10 Мбит/с на расстояние порядка 2 км (типичное расстояние между имевшимися тогда колодцами для ретрансляторов).

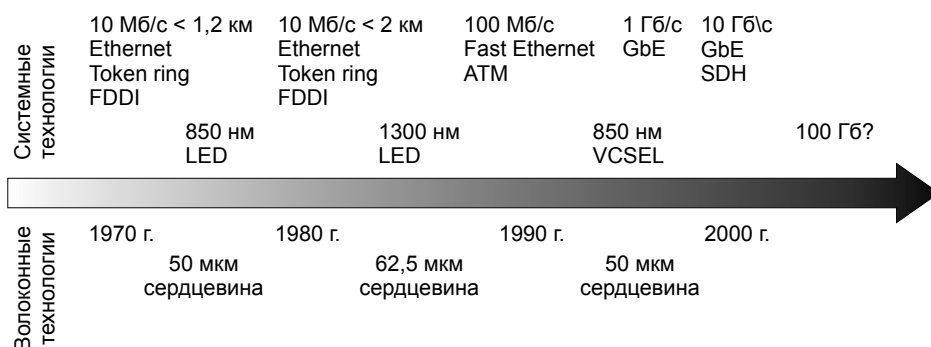


Рис. 2.5. Эволюция многомодовых волокон MM/GF

В середине 1990 г., после того как были разработаны лазеры с вертикальным резонатором (VCSEL — vertical cavity surface emitting laser) на $\lambda = 850$ нм, вновь вернулись к волокнам с диаметром сердцевины 50 мкм, так как они обладают большей широкополосностью. С их помощью начали передавать сигналы в формате Ethernet со скоростью 1 Гбит/с и 10 Гбит/с. При тщательном подборе формы профиля показателя преломления GF-волокна с диаметром сердцевины 50 мкм обеспечивают передачу 10 Гбит/с Ethernet на расстояние до 300 м.

Резюме. В первом поколении линий применялись многомодовые волокна, а скорость передачи ограничивалась межмодовой дисперсией (которую, в отличие от хроматической дисперсии, компенсировать не удастся).

2.2. Второе поколение, SSMF-волокна (1310 нм)

С 1980 г. в линиях дальней связи применяются кабели только с SM-волокнами. К тому времени появились промышленные полупроводниковые лазеры и была отработана технология соединения SM-волокон. Эволюция SM-волокон направлена в основном на уменьшение погонных потерь и оптимизацию их дисперсионных характеристик, рис. 2.2 и 2.3. Конечно, важны и другие параметры, такие как диаметр модового пятна, длина волны отсечки, потери при изгибе волокон и др. Оптимизировать их все одновременно не удастся, и поэтому было создано несколько типов SM-волокон, рис. 2.6.

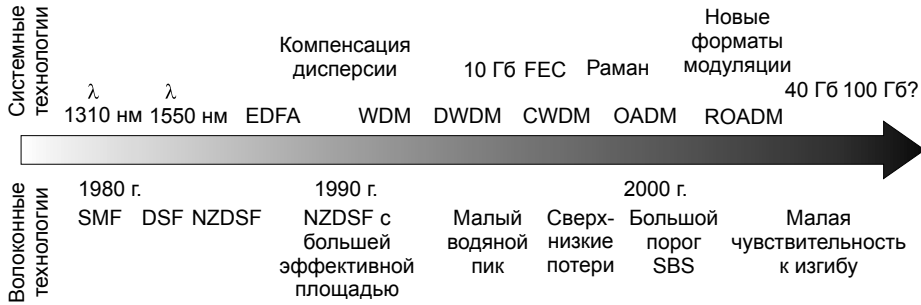


Рис. 2.6. Эволюция одномодовых волокон

Первыми начали применяться стандартные одномодовые волокна (SSMF — standard single mode fiber) со ступенчатым профилем показателя преломления (рекомендация ИТУ-Т G.652), которые и на сегодняшний день остаются основным типом волокон в наземных линиях связи. Они обладают малыми потерями, наиболее совершенными геометрическими характеристиками и стабильным диаметром модового пятна, что позволяет соединять их между собой с минимальными потерями.

В соответствии с рекомендацией G.652 волокна SSMF оптимизированы для работы на $\lambda \cong 1310$ нм (длина волны отсечки близка к рабочей длине волны, что уменьшает чувствительность волокон к изгибу). На этой длине волны они обладают нулевой дисперсией и погонными потерями $\sim 0,35$ дБ/км (против 2,5 дБ/км в GF на $\lambda \cong 850$ нм). При работе вблизи длины волны нулевой дисперсии длина регенерационного участка линии определяется бюджетом потерь (жирным курсивом выделены логарифмические единицы, измеряемые в децибелах):

$$\alpha * L = A_d = P_{\text{вх}} - P_{\text{вых}} - a_{\text{зап}}, \quad (2.1)$$

где $A_d = P_{\text{вх}} - P_{\text{вых}} - a_{\text{зап}}$ — допустимые потери в линии, α — погонные потери в волокне, $P_{\text{вх}}$ — средняя мощность сигнала на входе в волокно, $P_{\text{вых}}$ — средняя мощность сигнала на выходе волокна, $a_{\text{зап}}$ — запас. Минимальная величина $P_{\text{вых}}$ равна пороговой чувствительности приемника $P_{\text{пр}}$ (минимальной мощности на входе в приемник, при которой достигается требуемое значение коэффициента ошибок BER $\cong 10^{-12}$). Максимальная величина $P_{\text{вх}}$ (в отсутствие оптических усилителей) равна мощности передатчика $P_{\text{и}}$.

Пример 1. Максимальная длина пролета с SSMF-волокном на $\lambda \cong 1310$ нм. При $\alpha = 0,35$ дБ/км, $P_{\text{вх}} = P_{\text{и}} = 0$ дБм, $P_{\text{вых}} = P_{\text{пр}} = -28$ дБм (лавинный фотодиод, 2,5 Гбит/с) и $a_{\text{зап}} = 3$ дБ с помощью (2.1) получаем: $A_d = 25$ дБ и $L \cong 70$ км.

Резюме. Во втором поколении начали применяться стандартные одномодовые волокна (SSMF), а передача сигналов осуществлялась на длине

волны нулевой дисперсии ($\lambda \cong 1310$ нм). Основное ограничение — относительно большие потери на этой длине волны (0,35 дБ/км против 0,2 дБ/км на $\lambda = 1550$ нм).

2.3. Третье поколение, DSF-волокна (1550 нм)

В третьем поколении ВОЛС сигналы передавались на $\lambda = 1550$ нм, где потери в волокнах минимальны ($\sim 0,2$ дБ/км), рис. 2.2. На этой длине волны SM-волокна обладают большой хроматической дисперсией ($D \cong 16...17$ пс/нм·км), что существенно ограничивает длину линии без компенсации дисперсии, рис. 2.7.

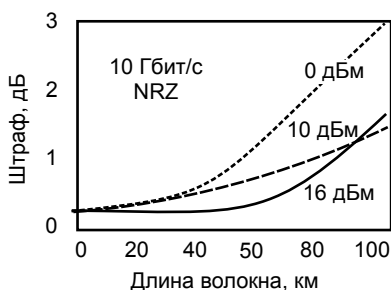


Рис. 2.7. Штраф по мощности из-за дисперсионного уширения импульсов в волокне (SSMF) в линейном режиме (0 дБм) и в нелинейных режимах (10 и 16 дБм) [3, 4]

Как видно на рис. 2.7, для того чтобы передавать сигналы на $\lambda = 1550$ нм со скоростью 10 Гбит/с на расстояние более 100 км, необходимо компенсировать дисперсию в SM-волокне. Без оптических усилителей сделать это сложно, так как модули для компенсации дисперсии вносят большие дополнительные потери ($\sim 1/3$ от потерь в линии). Поэтому был разработан новый тип одномодовых телекоммуникационных волокон — со смещенной нулевой дисперсией (DSF — dispersion shifted fiber, рекомендация ITU-T G.653). В них длина волны нулевой дисперсии смещена на $\lambda = 1550$ нм (рис. 2.3) и основным ограничивающим фактором вновь стали потери в волокне, но уже заметно меньшей величины (0,2 дБ/км на $\lambda = 1550$ нм против 0,35 дБ/км на $\lambda = 1310$ нм).

Пример 2. Максимальная длина пролета с DSF-волокном на $\lambda \cong 1550$ нм. При $P_{и} = 0$ дБм, $P_{пр} = -24$ дБм (лавинный фотодиод, 10 Гбит/с), $a_{зап} = 3$ дБ и $\alpha = 0,22$ дБ/км с помощью (2.1) находим $A_{д} = 21$ дБ и $L \cong 95$ км.

С внедрением DWDM-систем от массового применения DSF-волокон пришлось отказаться. Вызвано это было тем, что вблизи длины волны нулевой дисперсии возникают сильные перекрестные помехи из-за эффекта четырехволнового смешения волн (FWM — four wave mixing), рис. 2.8а.

При исследовании эффекта FWM выяснилось, что для его подавления достаточно, чтобы волокно обладало небольшой (ненулевой) дисперсией, рис. 2.8б. Дисперсия приводит к нарушению фазового синхронизма смешиваемых волн и уменьшает, таким образом, эффективную длину взаимодействия волн.

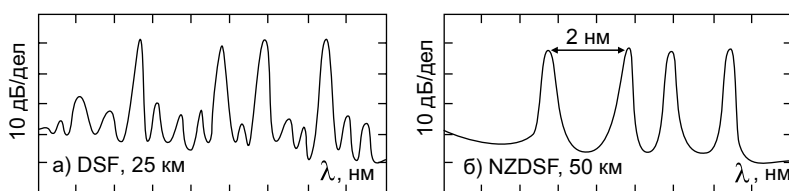


Рис. 2.8. Спектры сигналов на выходе DWDM-систем в С-диапазоне (мощность в канале ~3 дБм). (а) В DSF-волоках видны паразитные сигналы. (б) В NZDSF-волоках паразитных сигналов нет

Поэтому специально для DWDM-систем были созданы волокна с ненулевой смещенной дисперсией, которые обладают дисперсией 2...6 пс/нм·км в С-диапазоне (NZDSF — non-zero dispersion shifted fiber, рекомендация ITU-T G.655), рис. 2.3. Они позволяют передавать сигналы со скоростью 10 Гбит/с без компенсации дисперсии на расстояние порядка 150 км. Эти волокна широко применяются в Европе, где малы расстояния между городами.

Совершенствование одномодовых волокон продолжалось в IV и V поколениях оптических линий, рис. 2.6. Последние достижения — создание волокон с повышенным порогом вынужденного бриллюэновского рассеяния (SBS — Stimulated Brillouin Scattering) и волокон, малочувствительных к изгибу. Первый тип волокон предназначен для передачи аналоговых сигналов, так как оптическая мощность таких сигналов, как правило, больше, чем цифровых. Второй тип — для прокладки абонентских кабелей внутри помещений.

Резюме. Дисперсия в SM-волоках ограничивает передачу сигналов на $\lambda = 1550$ нм со скоростью 10 Гбит/с. В третьем поколении для передачи высокоскоростных сигналов в одноканальных линиях без компенсации дисперсии начали применяться DSF-волока. В наземных DWDM-системах для этой цели в настоящее время применяются волокна NZDSF и SSMF.

2.4. Четвертое поколение, EDFA и DWDM

В четвертом поколении начали применяться оптические усилители, и технология мультиплексирования по длинам волн для дальней связи стала экономически эффективной.

2.4.1. Мультиплексирование по длинам волн

Технология спектрального уплотнения, или спектрального мультиплексирования (WDM — wavelength division multiplexing), основана на том, что по одному волокну можно передавать сигналы на многих длинах волн. При этом емкость линии C можно наращивать, увеличивая как скорость передачи B , так и число каналов M :

$$C = M \cdot B. \quad (2.2)$$

Различают разреженное, или грубое (CWDM — coarse WDM), и плотное (DWDM — dense WDM) спектральное уплотнение, рис. 2.9. Системы CWDM предназначены для городских сетей и сетей доступа, а DWDM — в основном для магистральных линий.

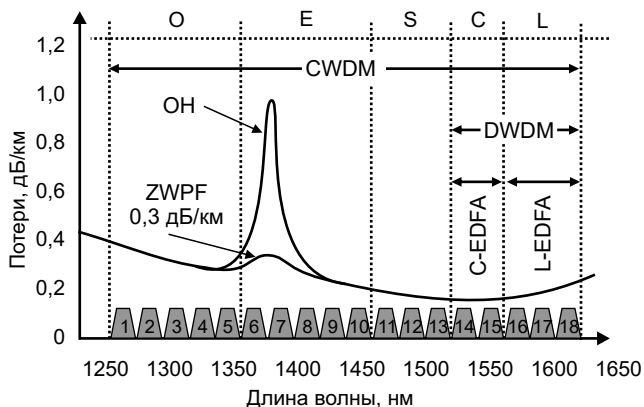


Рис. 2.9. Спектральные диапазоны DWDM- и CWDM-систем

Расстояние между каналами определено рекомендациями ITU-T. В CWDM-системах каналы разделены спектральным интервалом 20 нм в диапазонах длин волн O, E, S, C и L (от 1270 до 1610 нм). Максимальное число спектральных каналов порядка $M = 16...18$. Компоненты DWDM-систем

работают на стандартизованных частотах из частотного плана ITU-T с интервалом 200 ГГц (~1,6 нм), 100 ГГц, 50 ГГц и 25 ГГц в диапазонах S, C и L.

Пример 3. Оценка числа каналов в DWDM-системе. Ширина диапазона C равна 35 нм (1530...1565 нм). При расстоянии между каналами 100 ГГц (0,8 нм) получаем: $M = 35/0,8 \cong 44$. При расстоянии между каналами 0,4 нм получаем 88 каналов. Стандартные мультиплексоры выпускаются для 80, 88 и 96 каналов, для двух последних случаев требуется усилитель с расширенным C-диапазоном. Ширина диапазонов C + L равна 80 нм, для них расчетное значение $M = 100$. Реально $M = 80$ из-за промежутка между полосами усиления эрбиевых усилителей C- и L-диапазонов.

В CWDM-системах для передачи сигналов может быть использована вся полоса пропускания волокна, а в DWDM-системах она ограничена полосой оптических усилителей. Полоса усиления эрбиевого усилителя определяется спектрами сечений испускания и поглощения ионов эрбия в кварцевом стекле и зависит от длины волокна и относительной населенности лазерных уровней [20–23]. При сильной инверсии населенности (~67%) и относительно короткой длине эрбиевого волокна (10...30 м) усилители работают в диапазоне C (1528–1568 нм), а при слабой инверсии (~37%) и большей длине волокна (~100...300 м) — в диапазоне L (1565–1605 нм), рис. 2.10.

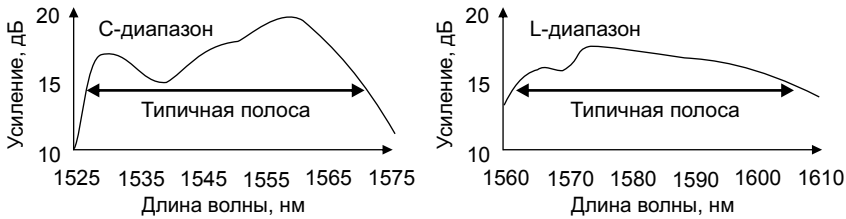


Рис. 2.10. Спектры усиления EDFA в диапазонах C и L

В диапазоне C (основном рабочем диапазоне DWDM-систем) в спектре ненасыщенного усилителя (предусилитель или линейный усилитель) преобладает узкий пик на $\lambda = 1535$ нм, а в спектре насыщенного усилителя (бустера) — относительно более широкий пик вблизи минимума поглощения кварцевого волокна на $\lambda = 1550$ нм, рис. 2.11а. Неоднородность спектра усиления является большей проблемой при передаче сигналов в широком диапазоне длин волн, так как длина линии определяется наихудшим спектральным каналом. Кроме того, в линии с большим числом усилителей относительно небольшие вариации усиления приводят к сильному сужению полосы усиления («выжигание каналов»), так как «выживает» только участок

спектра с максимальным усилением. Например, в цепочке из 13 усилителей спектр сужается до 5 нм, рис. 2.11б.

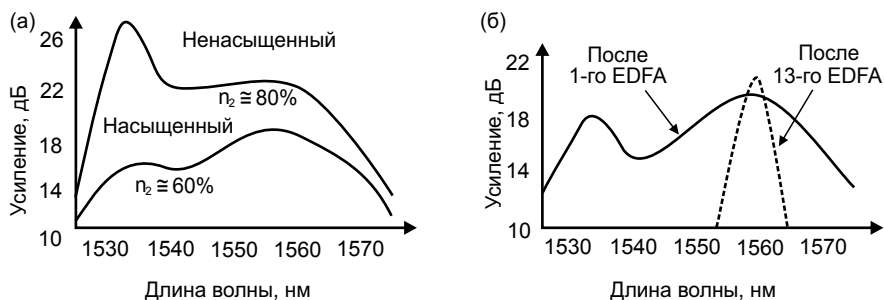


Рис. 2.11. Спектры усиления EDFA в диапазоне С в зависимости: (а) от населенности лазерных уровней и (б) от количества усилителей в каскаде

В многоканальных линиях необходимо также, чтобы спектр усиления был постоянным во всем рабочем диапазоне длин волн и не зависел от уровня входной мощности. Достигается это путем выравнивания спектра усиления с помощью оптических фильтров (GFF — gain flattening filter) и стабилизации одновременно и коэффициента усиления, и величины выходной мощности.

Характеристики GFF-фильтров подбираются так, чтобы компенсировать также и наклон спектра сигнала, возникающий из-за вынужденного рамановского рассеяния (SRS — Stimulated Raman Scattering). Фильтры устанавливаются между секциями усилителя так, что вносимые ими потери слабо влияют на шумы усилителя. Для эффективного сглаживания спектра используется несколько последовательно установленных фильтров, рис. 2.12а. Без GFF-фильтра плоский участок спектра усиления EDFA со-

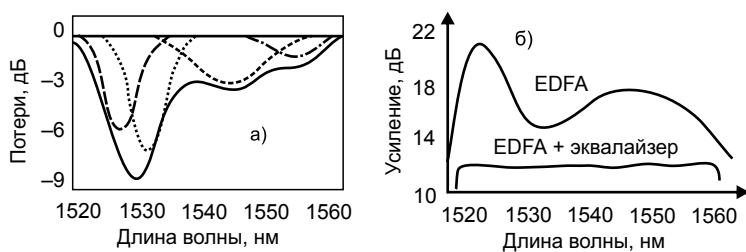


Рис. 2.12. (а) Спектр потерь эквалайзера, составленного из четырех последовательных оптических фильтров, (б) спектр усиления EDFA, сглаженный эквалайзером

ставляет 10...15 нм, с GFF-фильтром он увеличивается до 35 нм (с неровностями ~0,5 дБ), рис. 2.12б. В комбинированных усилителях EDFA, работающих в диапазонах С и L, полоса усиления достигает 80 нм.

Коэффициент усиления регулируется мощностью накачки, а для регулировки выходной мощности усилителя применяется оптический аттенуатор (VOA — Variable Optical Attenuator). Спектр потерь, вносимых VOA в полосу усиления, практически плоский и не влияет на форму результирующего спектра. Для того чтобы компенсировать потери, вносимые аттенуатором и GFF-фильтром, их устанавливают между секциями усилителя.

С конца 1980-х гг. интенсивно исследовались рамановские усилители [24, 25]. Их конструкция предельно проста: для усиления сигнала достаточно ввести в волокно накачку на более короткой длине волны ($\lambda \cong 1450$ нм). Но из-за низкой эффективности накачки (20...30 дБ/Вт в SSMF) мощность накачки должна быть велика (~1 Вт).

В эрбиевом усилителе эффективность накачки почти в 100 раз больше — порядка нескольких дБ/мВт. Поэтому, когда в начале 1990-х гг. появились промышленные эрбиевые усилители, исследования линий передачи с рамановскими усилителями были приостановлены. Они были вновь продолжены в середине 1990-х гг., когда появились мощные лазеры накачки. В настоящее время в линиях передачи используются оба типа оптических усилителей, рис. 2.13.

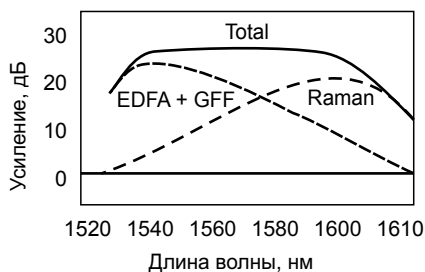


Рис. 2.13. Спектр усиления гибридного усилителя: EDFA + Raman

Резюме. Технология WDM основана на том, что по одному волокну можно передавать сигналы на многих длинах волн. Системы CWDM предназначены для недорогих городских сетей и сетей доступа, а DWDM — в основном для магистральных линий. В CWDM-системах для передачи сигнала может быть использована вся полоса пропускания волокна. Однако из-за нестабильности используемых лазеров число доступных каналов ограничено $M \leq 16$. В магистральных DWDM-системах она ограничена полосой оптиче-

ских усилителей. Стандартные DWDM системы предполагают использование $M = 80, 88$ и 96 каналов.

2.4.2. Линии без промежуточных усилителей — однопролетная линия

Различают два типа линий с оптическими усилителями: линии без промежуточных (линейных) усилителей (однопролетная линия) и линии с промежуточными усилителями. В России оптические трассы часто проходят через малонаселенные места, в которых сложно организовать усилительные пункты. В таких случаях сигнал передается без использования промежуточных усилителей, а оптические усилители (усилитель мощности и предусилитель) устанавливаются на терминалах линии, рис. 2.14. В длинных однопролетных линиях также используются рамановские усилители и усилители с удаленной накачкой ROPA. Выравнивание спектра сигнала на выходе линии осуществляется за счет предустановки спектра сигнала на входе в линию.

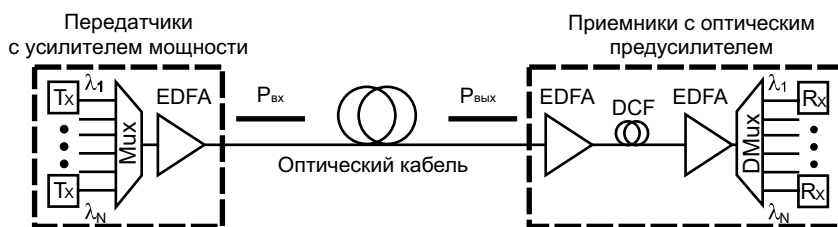


Рис. 2.14. Линия без промежуточных усилителей (с усилителем мощности и оптическим предусилителем)

Оценим максимальную длину линии без промежуточных усилителей. Предположим, что на входе в приемник мощность спонтанного излучения усилителя мощности (бустера) мала по сравнению с мощностью спонтанного излучения предусилителя. Для линий с большой длиной пролета это условие выполняется с большим запасом. Тогда шумами бустера можно пренебречь и при расчете длины пролета воспользоваться формулой (2.1). Для численной оценки нужно задаться средними значениями мощности в спектральном канале на входе и на выходе линии: $P_{вх}$ и $P_{вых}$.

Минимальная величина $P_{вых}$ равна чувствительности приемника с оптическим предусилителем $P_{пр}$. Она зависит от скорости передачи, формата модуляции, требуемого коэффициента ошибок (BER), коэффициента гашения модулятора (r), положения порога принятия решения и т. д. (табл. 1). В транспондерах «Волга» чувствительность приемника с эрбиевым предусилителем при $B = 10$ Гбит/с в формате NRZ равна $P_{пр} \cong -32$ дБм ($BER = 10^{-12}$).

Таблица 1

Чувствительность приемников при $V = 10$ Гбит/с и $BER = 10^{-9}$

Тип фотоприемника	Чувствительность	Дата
p-i-n-диод	-19...-23,5 дБм	1993...1998 г.
лавинный фотодиод, ЛФД (APD — avalanche photo diode)	-26...-29,5 дБм	1996...2000 г.
оптический предусилитель	-37...-40 дБм	1994...1996 г.

При малом числе каналов ($M \leq 8$) максимальная величина $P_{вх}$ для каждого канала равна входной мощности, при которой становятся заметны искажения сигнала из-за нелинейных эффектов в волокне (обозначается как P_n). Величина P_n зависит от площади модового пятна волокна, скорости передачи, формата модуляции, chirpa лазера, ширины межканального интервала ($\Delta\nu_k$) и т. д. Для оборудования «Волга» при $V = 10$ Гбит/с и $\Delta\nu_k = 100$ ГГц (0,8 нм) в SSMF-волокне $P_n \cong 15$ дБм.

Пример 4. Длина пролета в линии при $V = 10$ Гбит/с с транспондерами «Волга», ограниченная нелинейными эффектами в SSMF-волокне. При $P_n = 15$ дБм, $P_{пр} = -32$ дБм, $a_{зан} = 3$ дБ, $\alpha = 0,22$ дБ/км с помощью (2.1), полагая $P_{вх} = P_n$ и $P_{вых} = P_{пр}$, получаем: $A_d \cong 44$ дБ и $L \cong 200$ км. Т. е. более, чем на 100 км больше, чем в примере 2.

При большом числе каналов ($M \geq 16$) максимальная величина $P_{вх}$ для каждого канала ограничивается максимальной допустимой суммарной мощностью на входе в волокно P_{lim} . В разных задачах полагают $P_{lim} = 27...33$ дБм (порядка 1 Вт).

В предположении, что мощность каналов одинакова, мощность каждого канала не может превышать величину

$$P_{вх} [\text{мВт}] = P_{lim}/M.$$

Или в логарифмических единицах:

$$P_{вх} = P_{lim} - 10 \cdot \text{Log}(M). \quad (2.3)$$

Пример 5. Длина пролета в линии при $V = 10$ Гбит/с и $M = 40$, ограниченная допустимой суммарной мощностью на входе в волокно $P_{lim} = 27$ дБм. С помощью (2.3) находим $P_{вх} = 11$ дБм. При $P_{вых} = P_{пр} = -32$ дБм, $a_{зан} = 3$ дБ, $\alpha = 0,22$ дБ/км с помощью (2.1) получаем: $A_d \cong 40$ дБ и $L \cong 180$ км.

Длина пролета в линии без промежуточных усилителей получается тем больше, чем меньше величина погонных потерь в волокне (см. формулу 2.1). Специально для таких линий были разработаны волокна с сердцевиной из чистого кварца (PSCF — Pure Silica Core Fiber, рекомендация ITU-T G.654) с потерями $\alpha \cong 0,15$ дБ/км и малой величиной поляризационной модовой

дисперсии (PMD — polarization mode dispersion). При использовании волокна PSCF вместо SSMF длина пролета увеличивается примерно на 30% (почти до 300 км в примере 4).

Допустимые потери в линии для разных конфигураций усилителей представлены в табл. 2.

Таблица 2

**Допустимые потери в линии для разных конфигураций усилителей
(по материалам израильской компании RED-C)**

Конфигурация усилителей				Максимальный бюджет линии		
Усилитель мощности 26 дБм	Встречная рамановская накачка	Попутная рамановская накачка	ROPA	8 каналов	40 каналов	80 каналов
Базовая система (усилитель (20 дБм) и предусилитель)				50 дБ	43 дБ	40 дБ
+				57 дБ	50 дБ	47 дБ
+	+			65 дБ	58 дБ	55 дБ
	+	+		66 дБ*	61 дБ	58 дБ
+	+		+	73 дБ	66 дБ	63 дБ
	+	+	+	74 дБ*	69 дБ	66 дБ
+	+	+	+	74 дБ*	70 дБ	67 дБ

* Ограничение из-за вынужденного бриллюэновского рассеяния.

Пример 6. Увеличение длины пролета с использованием ROPA. Для еще большего увеличения длины пролета применяются более сложные конфигурации линии: с рамановскими усилителями и эрбиевыми усилителями с удаленной накачкой (ROPA — remote optically pumped amplifier), рис. 2.15.

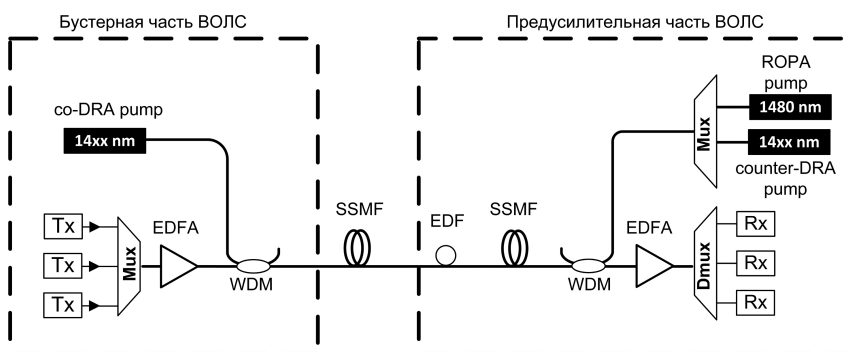


Рис. 2.15. Схема линии с рамановскими усилителями и эрбиевыми усилителями с удаленной накачкой (ROPA)

В заключение раздела приведем результаты демонстраций линий с большими пролетами без промежуточных усилителей (табл. 3).

Таблица 3

**Демонстрации предельной длины линий
без промежуточных усилителей**

Суммарная пропускная способность	Количество каналов	Скорость передачи в канале, Гбит/с	Формат модуляции	Длина пролета, км
120 Гбит/с	12	10	CRZ	500
3,2 Тбит/с	320	10	CS-RZ	310
160 Гбит/с	4	40	PDM-RZ-BPSK	525
2,56 Тбит/с	64	40	PDM-RZ-BPSK	440
100 Гбит/с	1	100	QPSK	635
15 Тбит/с	150	100	PM-QPSK	409
200 Гбит/с	1	200	8QAM	601
16 Тбит/с	80	200	PDM-16QAM	321
400 Гбит/с	1	400	64 QAM	502
6,4 Тбит/с	16	400	PDM-16QAM	403

Резюме. При $B = 10$ Гбит/с длина пролета линии с эрбиевым усилителем мощности и предусилителем ~220 км (с SSMF-волокном) и ~300 км с волокном PSCF (G.654). За счет использования рамановских усилителей и эрбиевых усилителей с удаленной накачкой длина пролета может быть увеличена до 500 км (табл. 3).

2.4.3. Каскад усилителей

Линии с промежуточными оптическими усилителями обеспечивают передачу сигналов без регенерации на расстояния до нескольких тысяч километров. Для передачи на такие большие расстояния необходимы волокна с малой величиной поляризационной модовой дисперсии (PMD). В наземных линиях расстояния между усилителями обычно не равны друг другу, а в подводных линиях они выбираются одинаковыми (каскад одинаковых усилителей), рис. 2.16.

Максимальная длина линии с промежуточными усилителями в некогерентных системах без учета нелинейных эффектов находится из условия

$$OSNR_{\text{вых}} = OSNR_T + \text{запас}, \quad (2.4)$$

где $OSNR_{\text{вых}}$ — оптическое отношение сигнал/шум на выходе линии, $OSNR_T$ — величина $OSNR$, требуемая приемнику для приема сигнала с коэффици-

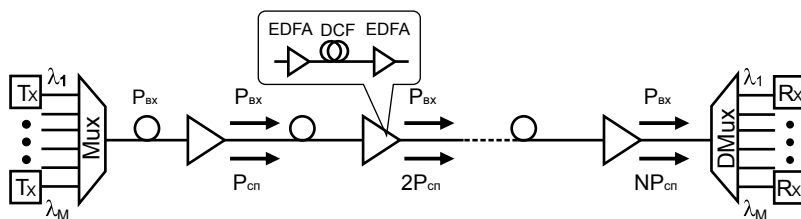


Рис. 2.16. Линия с равными расстояниями между промежуточными усилителями (каскад усилителей). $P_{вх}$ — средняя мощность сигнала в спектральном канале, $P_{сп}$ — мощность спонтанного излучения усилителя, N — число каскадов

ентом ошибок, не превышающим некоторый заданный уровень (обычно $BER = 10^{-12}$). *Zanac* обычно берется в пределах 3...5 дБ и учитывает нелинейные эффекты. При этом предполагается, что шумы фотоприемника обусловлены в основном биением сигнала со спонтанным излучением. Величина $OSNR_T$ определяется типом терминального оборудования, а $OSNR_{вых}$ — параметрами линии. Величины $OSNR_{вых}$ и $OSNR_T$ принято оценивать для одного и того же значения $\Delta\nu = 12,5$ ГГц, соответствующего разрешению OSA ($\Delta\lambda = 0,1$ нм, $\lambda = 1550$ нм). Для транспондеров «Волга» без FEC (в формате NRZ) $OSNR_T = 21$ дБ (при $B = 10$ Гбит/с и $BER = 10^{-12}$) и $OSNR_T = 15$ дБ (при $B = 2,5$ Гбит/с и $BER = 10^{-12}$). Использование FEC существенно улучшает ситуацию, $OSNR_T = 9$ дБ для 10 Гбит/с и 7 дБ для 2,5 Гбит/с.

Найдем $OSNR_{вых}$ для каскада усилителей. По определению $OSNR_{вых} = P_{вых} / P_{ш,вых} = P_{вых} / (P_{сп,вых} + h \cdot \nu \cdot \Delta\nu)$, где $P_{вых}$ — средняя мощность сигнала, $P_{ш,вых} = P_{сп,вых} + h \cdot \nu \cdot \Delta\nu$ — шумовая мощность, $P_{сп,вых}$ — мощность спонтанного излучения, $h \cdot \nu \cdot \Delta\nu$ — шумовая мощность, обусловленная нулевыми колебаниями вакуума. Величины $P_{вых}$ и $P_{сп,вых}$ зависят от коэффициента усиления G и потерь в пролете $A_{пр}$. При равном расстоянии между усилителями коэффициент ошибок BER увеличивается при $G > A_{пр}$ из-за нелинейных искажений сигнала, при $G < A_{пр}$ — из-за увеличения шумов в линии. Поэтому будем полагать, что коэффициент усиления равен потерям в пролете

$$G = A_{пр}, \quad (2.5)$$

При этом условии суммарная мощность сигнала и спонтанного излучения на выходе из усилителей периодически восстанавливается, рис. 2.16. При этом мощность спонтанного излучения усилителей суммируется, т. к. каждый усилитель добавляет свой спонтанный шум к тому шуму, который был накоплен ранее: $P_{сп,вых} \cong N \cdot P_{сп}$, где N — число каскадов, $P_{сп}$ — мощность спонтанного излучения, создаваемая одним усилителем.

Учитывая, что $N \cdot P_{сп} \gg h \cdot \nu \cdot \Delta\nu$, а $P_{вых} = P_{вх}$ (следует из 2.5), находим

$$OSNR_{\text{вых}} \cong P_{\text{вых}} / (N \cdot P_{\text{сп}} + h \cdot \nu \cdot \Delta\nu) \cong (P_{\text{вх}} / P_{\text{сп}}) \cdot (1/N). \quad (2.6)$$

Для оценки $OSNR_{\text{вых}}$ необходимо найти величину отношения $P_{\text{вх}}/P_{\text{сп}}$. Мощность спонтанного излучения усилителя принято характеризовать шум-фактором (который обозначается F в безразмерных величинах и NF в логарифмических величинах):

$$F = (1/G) \cdot [1 + P_{\text{сп}} / (h \cdot \nu \cdot \Delta\nu)], \quad (2.7)$$

где $\Delta\nu$ — ширина оптической полосы, $h \cdot \nu$ — энергия фотона. При $G \gg 1$ с помощью (2.6) и (2.7) находим

$$OSNR_{\text{вых}} = P_{\text{вх}} / (N \cdot G \cdot F \cdot h \cdot \nu \cdot \Delta\nu). \quad (2.8)$$

Выражение для $OSNR_{\text{вых}}$ часто записывают в логарифмических единицах (жирный курсив):

$$\mathbf{OSNR}_{\text{вых}} = 58 + P_{\text{вх}} - \alpha \cdot L_{\text{пр}} - NF - 10 \cdot \log(N). \quad (2.9)$$

При этом было учтено, что $G = A_{\text{пр}} = \alpha \cdot L_{\text{пр}}$, $N = L/L_{\text{пр}}$ и $10 \log(h \cdot \nu \cdot \Delta\nu) = -58$ дБ ($\Delta\nu = 12,5$ ГГц, $\lambda = 1550$ нм). Как видно из (2.9), при увеличении входной мощности $P_{\text{вх}}$ или при уменьшении NF на 3 дБ длина каскада увеличивается в два раза. Того же эффекта можно достичь за счет понижения порога чувствительности приемника: согласно (2.4) уменьшение $OSNR_{\text{T}}$ на 3 дБ приводит к увеличению допустимой длины каскада в два раза.

Пример 7. Пусть $L = 500$ км, $N = 5$, $\alpha = 0,2$ дБ/км и $P_{\text{вх}} = 0$ дБм. Тогда $L_{\text{пр}} = L/N = 100$ км и $\alpha \cdot L_{\text{пр}} = 20$ дБ. При $NF = 5$ дБ из (2.9) получаем: $OSNR_{\text{вых}} = 26$ дБ. Таким образом, условие (2.4) выполняется, например, при $OSNR_{\text{T}} = 21$ дБ и запасе в 5 дБ.

Оценим максимальную длину линии с учетом ограничения на мощность сигнала, накладываемого нелинейными эффектами. Как видно из (2.9), длина линии получается тем больше, чем меньше расстояние между усилителями, т. е. чем больше их количество. Но из экономических соображений желательно, чтобы количество усилителей в линии было как можно меньше. Для каскада усилителей в подводной линии типичное значение $L_{\text{пр}} = 60$ км. Необходимо также учесть, что с увеличением количества пролетов допустимая величина входной мощности уменьшается из-за нелинейных эффектов в волокне. При условии, что преобладают фазовая самомодуляция (SPM — self phase modulation) и перекрестная фазовая модуляция (XPM — cross phase modulation), допустимая величина мощности в спектральном канале ограничивается условием.

$$N \cdot P_{\text{вх}} = P_{\text{м}}. \quad (2.10)$$

При большей мощности сигнала в канале возникают нелинейные искажения. Величина $P_{\text{м}}$ определяется экспериментально. В SSMF-волокне

при $V = 10$ Гбит/с типичная величина $P_M \cong 15$ дБм. Подставив (2.10) в (2.9), получаем

$$OSNR_{\text{вых}} = 58 + P_M - \alpha \cdot L_{\text{пр}} - NF - 20 \cdot \log(N). \quad (2.11)$$

Положив $OSNR_{\text{вых}} = OSNR_T + \text{запас}$, найдем выражение для максимально допустимого числа каскадов N и, соответственно, длины линии $L = N \cdot L_{\text{пр}}$:

$$20 \log(N) = 58 + P_M - \alpha \cdot L_{\text{пр}} - NF - OSNR_T - \text{запас}. \quad (2.12)$$

Как видно из (2.12), при увеличении P_M или при уменьшении NF и $OSNR_T$ на 3 дБ длина каскада увеличивается в 1,4 раза (а не в два раза, как в линейном режиме по формуле (2.9)). Разница возникает из-за условия (2.10), накладываемого нелинейными эффектами в волокне.

Пример 8. При $P_M = 15$ дБм, $\alpha = 0,2$ дБ/км, $L_{\text{пр}} = 60$ км, $NF = 5$ дБ, $OSNR_T = 21$ дБ и запасе 3 дБ с помощью (2.12) находим $20 \log(N) = 32$, $N \cong 40$ и $L = 2400$ км. При использовании прямого кодирования ошибок (FEC) $OSNR_T$ улучшается до 13 дБ (т.е. выигрыш 8 дБ) и получаем $N = 100$, то есть длина линии увеличивается до 6000 км.

Максимально допустимое расстояние между усилителями зависит от длины и пропускной способности линии, коэффициента усиления EDFA, терминального оборудования и типа волокна. Для того чтобы учесть все эти факторы, необходимо численное моделирование с помощью специально разработанных для этого программ, например OptSim. Результаты такого численного моделирования [26] приведены на рис. 2.17.

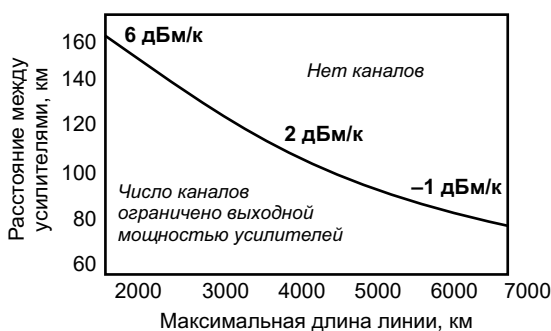


Рис. 2.17. Зависимость максимальной длины линии от расстояния между усилителями; $V = 12,3$ Гбит/с (FEC), $\Delta\nu_K = 50$ ГГц, формат RZ, кабель с (+D/-D)-волокнами (-NZDSF и SSMF)

Резюме. Линии с промежуточными оптическими усилителями обеспечивают передачу сигналов без регенерации на расстояния до нескольких ты-

сяч километров. При уменьшении F и $OSNR_T$ на 3 дБ длина каскада увеличивается в линейном режиме в два раза, а в нелинейном режиме — в $\sqrt{2}$ (то есть 1,4) раза. Максимальная длина линии ограничивается шумами усилителей, нелинейными эффектами и поляризационной модовой дисперсией (PMD).

2.5. Усовершенствованные форматы модуляции для прямого детектирования

Новые форматы модуляции потребовались при переходе к скорости передачи 40 Гбит/с [27, 28]. Они уменьшают ширину оптического спектра, занимаемого сигналом, и таким образом увеличивают спектральную эффективность модуляции (SE — spectral efficiency). Также они улучшают устойчивость к внутриканальным нелинейным эффектам в волокне, к хроматической дисперсии и к PMD.

Форматы модуляции для $B \geq 40$ Гбит/с делятся на амплитудные (улучшенные RZ) и фазовые. В улучшенных RZ-форматах для передачи информации используется амплитудная модуляция, а фазовая модуляция служит для уменьшения нелинейных искажений и увеличения SE. В фазовых форматах для передачи информации используется дифференциальная фазовая модуляция (DPSK — Differential Phase Shift Keying), а амплитудная модуляция служит для уменьшения чирпа (уширения спектра сигнала), возникающего из-за скачка фазы на границе между символами «1» и «0».

2.5.1. Спектральная эффективность форматов модуляции

Выразим емкость DWDM-системы ($C = M \cdot B$, формула 2.2) через спектральную эффективность модуляции $SE = B/\Delta\nu_k$. Подставив $M = \Delta\nu_y/\Delta\nu_k$ и $SE = B/\Delta\nu_k$, получим

$$C = SE \cdot \Delta\nu_y. \quad (2.13)$$

В таком представлении емкость линии не зависит в явном виде от скорости передачи и пропорциональна $\Delta\nu_y$ — ширине полосы оптического усилителя.

Найдем SE для формата модуляции NRZ. Будем исходить из того, что:

- межканальный интервал: $\Delta\nu_k = 200$ ГГц, 100 ГГц и 50 ГГц,
- скорость передачи B : 10 Гбит/с и 40 Гбит/с,
- ширина оптического спектра (для бинарных форматов): $\Delta\nu_c = 2B$ (ширина основного пика в спектре прямоугольного импульса длительностью $1/B$).

При $B = 10$ Гбит/с условие $\Delta\nu_c < \Delta\nu_k$ выполняется для всех значений $\Delta\nu_k$, а максимальное значение SE равно:

$$SE = B/\Delta\nu_k = (10 \text{ Гбит/с}) / (50 \text{ ГГц}) = 0,2 \text{ бит/с/Гц.}$$

При $B = 40 \text{ Гбит/с}$ условие $\Delta\nu_c < \Delta\nu_k$ выполняется при $\Delta\nu_k \geq 100 \text{ ГГц}$ и максимальное значение SE увеличивается в два раза:

$$SE = B/\Delta\nu_k = (40 \text{ Гбит/с}) / (100 \text{ ГГц}) = 0,4 \text{ бит/с/Гц.}$$

В линиях со старыми волокнами переход на скорость передачи 40 ГГц затруднен из-за PMD-волокна, и при их модернизации часто используют нестандартные значения: $\Delta\nu_k = 25 \text{ ГГц}$ и $12,5 \text{ ГГц}$ (HWM — High WDM). При $B = 10 \text{ ГГц}$ условие $\Delta\nu_c < \Delta\nu_k$ выполняется при $\Delta\nu_k \geq 25 \text{ ГГц}$ и SE увеличивается также до 0,4 бит/с/Гц.

Для уменьшения нелинейного взаимодействия применяется поляризационный интерливинг — состояние поляризации передаваемых импульсов на соседних длинах волн делается ортогональным.

Увеличить канальную скорость передачи и, соответственно, SE в два раза можно с помощью поляризационного мультиплексирования. В этом случае два независимых потока информации передаются на одной длине волны в ортогональных состояниях поляризации.

Дальнейшее увеличение SE и емкости линии достигается при помощи более сложных форматов, уменьшающих ширину полосы оптического сиг-

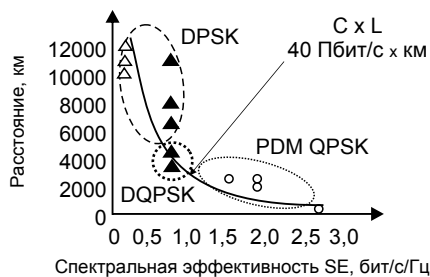
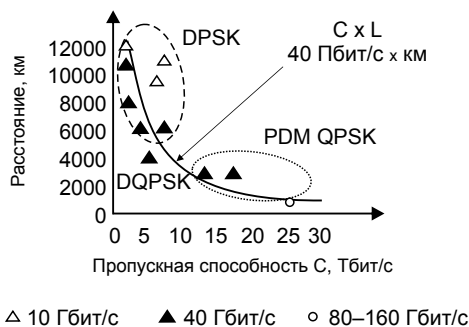


Рис. 2.18. Модуляционные форматы линий, в которых была достигнута производительность $C \times L \approx 40 \text{ Пбит/с} \times \text{км}$ при емкости линии $C > 1 \text{ Тбит/с}$

нала. Среди них наиболее распространен четырехсимвольный дифференциальный фазовый формат DQPSK [19], рис. 2.18. Максимальная спектральная эффективность в формате RZ-DQPSK с поляризационным мультиплексированием (PDM QPSK) достигла $SE = (85 \text{ Гбит/с} \cdot 2) / 50 \text{ ГГц} = 3,2 \text{ бит/с/Гц}$ при $B = 85 \text{ Гбит/с}$ и $\Delta\nu_k = 50 \text{ ГГц}$. Емкость линии при этом составила $25,6 \text{ Тбит/с}$ ($N = 160$), а дальность передачи — 240 км .

Резюме. Спектральная эффективность в формате NRZ: $SE = 0,2 \text{ бит/с/Гц}$ (при $B = 10 \text{ Гбит/с}$ и $\Delta\nu_k = 50 \text{ ГГц}$) и $SE = 0,4 \text{ бит/с/Гц}$ (при $B = 40 \text{ Гбит/с}$ и $\Delta\nu_k = 100 \text{ ГГц}$). Максимальная SE в четырехуровневом формате DP-DQPSK с поляризационным мультиплексированием составила $3,2 \text{ бит/с/Гц}$ (передача 3 каналов 100 Гбит/с в одной полосе 100 ГГц фильтра в DWDM «Волга»). В многоуровневых форматах возможно достижение еще большей спектральной эффективности (порядка $10\text{--}12 \text{ бит/с/Гц}$).

2.5.2. Оптические спектры сигналов

В оптическом двубинарном формате (DUO — duobinary optical) [29] ширина оптического спектра $\Delta\nu_c$ почти в два раза меньше, чем в NRZ-формате, рис. 2.19. В амплитудных форматах с частично подавленной боковой по-

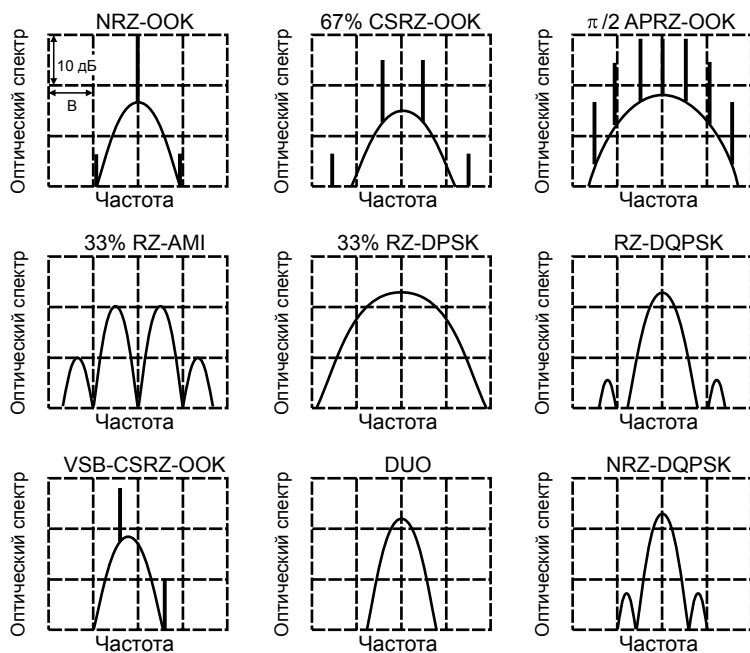


Рис. 2.19. Оптические спектры сигналов в различных форматах модуляции

лосой (VSB — vestigial side band) за счет оптической фильтрации $\Delta\nu_c$ также уменьшается в два раза. Спектральная эффективность при этом увеличивается при $B = 40$ Гбит/с до $SE = 0,8$ бит/с/Гц. В многоуровневых форматах $\Delta\nu_c$ уменьшается в $\log_2 M$ раз, где M — число уровней.

Форматы с компактным оптическим спектром, а также форматы с фазовой модуляцией увеличивают допустимую величину остаточной дисперсии волокна D_{oc} . В NRZ-формате при $B = 40$ Гбит/с $D_{oc} \cong 60$ пс/км ($L \cong 4$ км для SSMF-волокна). Компенсировать дисперсию с такой точностью сложно. Например, на краях спектрального диапазона из-за того, что величина наклона коэффициента дисперсии в SSMF- и DCF- или +NZDSF- и -NZDSF-волокнах разная. В формате DUO допустимая D_{oc} в 3–4 раза больше, чем в NRZ-формате. Этот формат применяется в городских сетях для передачи сигналов со скоростью 10 Гбит/с через SSMF-волокно без компенсации дисперсии на расстояние 200–240 км.

Спектр случайной последовательности импульсов содержит непрерывную и дискретную компоненты (дискретная компонента — резкие пики на рис. 2.19). Для форматов DUO и DPSK, в спектре которых отсутствует дискретная составляющая, порог вынужденного бриллюэновского рассеяния (SBS — Stimulated Brillouin Scattering) увеличивается до 20 дБм.

Резюме. От ширины оптического спектра сигнала $\Delta\nu_c$ зависят допустимый межканальный интервал $\Delta\nu_k$, допустимая ширина полосы оптического фильтра $\Delta\nu_\phi$, допустимая остаточная дисперсия D_{oc} и чувствительность к нелинейным эффектам. Спектральная эффективность форматов DUO и VSB увеличивается при $B = 40$ Гбит/с до $SE = 0,8$ бит/с/Гц. В форматах DUO и DPSK порог SBS увеличивается до 20 дБм.

2.5.3. «Псевдолинейный режим» при $B \geq 40$ Гбит/с

При $B \geq 40$ Гбит/с дисперсия волокна приводит к расширению импульсов на десятки бит на длине, равной $L_{эфф}$. В результате амплитуда импульсов сильно уменьшается и эффекты SPM и XPM практически не влияют на ширину импульсов. В отсутствие SPM- и XPM-эффектов для восстановления импульсов осуществляется полная компенсация дисперсии в линии, также как и в линейном режиме. Этот режим принято называть «псевдолинейным», так как в нем наблюдаются нелинейные искажения другого рода — флуктуации амплитуды импульсов и расстояния между импульсами из-за IFWM- и IXPM-эффектов [5, 6].

Схема появления смещения положения импульсов на шкале времени из-за IXPM-эффекта показана на рис. 2.20. Когда два соседних импульса накладываются друг на друга, то их спектр смещается (в противоположную сторону) пропорционально скорости изменения мощности на фронтах этих

импульсов (эффект Керра). Дисперсия волокна преобразует частотный сдвиг между импульсами в смещение импульсов друг относительно друга на шкале времени (джиттер). При этом в зависимости от знака дисперсии волокна импульсы будут сближаться или удаляться друг от друга.

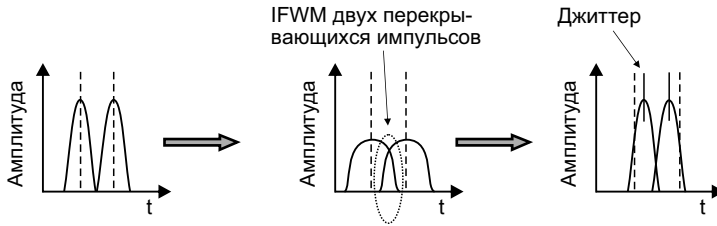


Рис. 2.20. Схема появления джиттера при межканальной перекрестной фазовой модуляции (IXPM)

Вызванный IXPM-эффектом джиттер устраняется при правильно подобранной схеме компенсации дисперсии. Рассмотрим пример линии с SSMF-волоконном и DCM-модулями на концах линии. В «псевдолинейном» режиме для того, чтобы устранить дисперсионное уширение импульсов, суммарная дисперсия DCM-модулей должна полностью компенсировать дисперсию в SSMF-волокне. Но доля дисперсии во входном и выходном DCM-модулях может быть при этом выбрана практически любой.

Положим для простоты, что нелинейные эффекты в DCM-модулях отсутствуют. Во входном DCM-модуле импульсы расширяются из-за дисперсии, но их частотный сдвиг остается равным нулю. В SSMF-волокне IXPM-эффект приводит к появлению частотного сдвига между импульсами, который сближает импульсы в SSMF-волокне ($D > 0$) и разъединяет их в выходном DCM-модуле ($D < 0$). Остается подобрать величину полной дисперсии в выходном DCM-модуле так, чтобы результирующее относительное смещение импульсов было равно нулю.

Однако рассмотренная схема компенсации дисперсии не устраняет флуктуации амплитуды импульсов, вызываемой IFWM-эффектом, рис. 2.21. Для уменьшения этих флуктуаций в улучшенных RZ-форматах используется тот факт, что IFWM-эффект, в отличие от IXPM-эффекта, чувствителен к фазе перекрывающихся импульсов.

В улучшенных RZ-форматах для уменьшения влияния внутриканальных нелинейных эффектов применяется дополнительная фазовая модуляция. Для детектирования сигнала по-прежнему используется бинарный приемник и изменяется только схема передатчика, что делает эти форматы

экономически более привлекательными по сравнению с фазовыми форматами. Зависимость коэффициента ошибок BER от средней оптической мощности на входе в линию для улучшенных RZ-форматов приведена на рис. 2.22. В линии используются SSMF-волокна, длина линии 1980 км, скорость передачи 40 Гбит/с.

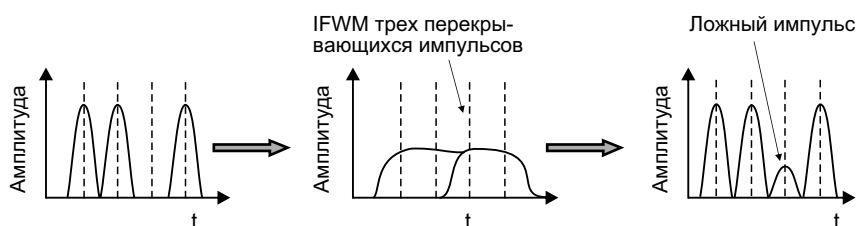


Рис. 2.21. Схема появления флуктуаций амплитуд импульсов при межканальном четырехволновом смешении (IFWM)



Рис. 2.22. Зависимость коэффициента ошибок (BER) от входной мощности в пролете (80 км). Линия из SSMF-волокон длиной 1980 км, улучшенный RZ-формат

В дифференциальном фазовом формате DPSK модулируется разность фаз между двумя соседними импульсами. При этом отпадает необходимость применения когерентного приема излучения, так как дифференциальная фазовая модуляция преобразуется в амплитудную с помощью оптического декодера (интерферометра Маха—Цендера (MZ) с задержкой $T = 1/B$, т. е. со сдвигом на один такт). Средняя оптическая мощность при фазовой модуляции получается в два раза больше, чем при амплитудной модуляции, поэтому с помощью балансного фотоприемника чувствительность может быть улучшена на 3 дБ, рис. 2.23.

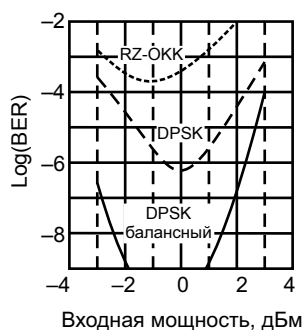


Рис. 2.23. Зависимость коэффициента ошибок (BER) от входной мощности в пролете в формате RZ и DPSK. Линия из SSMF-волокон длиной 1980 км

Резюме. При $B \geq 40$ Гбит/с преобладают внутриканальные нелинейные эффекты IFWM и IXPM. Влияние эффекта IXPM уменьшается при оптимальной схеме компенсации дисперсии. Влияние эффекта IFWM уменьшается за счет фазовой модуляции в улучшенных RZ-форматах и в формате DPSK. Максимальная длина линии достигается при использовании балансного приемника в формате DPSK.

2.6. Пятое поколение: когерентные системы и модуляция nQAM

В конце 2000-х гг. на смену традиционным системам связи с прямым детектированием пришли когерентные системы связи с цифровой обработкой сигналов (digital signal processing, DSP). Сегодня когерентные системы занимают доминирующее положение в оптических системах связи высокой емкости. Суть когерентного приема состоит в том, что принятый из линии сигнал смешивается с излучением опорного лазера (LO — local oscillator) на близкой частоте, что позволяет детектировать одновременно амплитуду и фазу сигнала. Это открывает возможности применения многоуровневых амплитудно-фазовых форматов модуляции (nQAM) и соответствующего повышения спектральной эффективности.

В когерентных системах принятый из линии связи оптический сигнал преобразуется в набор из четырех аналоговых электрических сигналов, представляющих собой I- и Q-компоненты двух ортогональных поляризаций принятого оптического сигнала (каждая пара значений I и Q задает декартовы координаты точки на амплитудно-фазовой диаграмме, соответствующей амплитуде и фазе сигнала в данной поляризации). Эти аналоговые электрические сигналы затем оцифровываются аналого-цифровым преобразователем (АЦП) с частотой не менее двух отсчетов на символ (такт модуляции) и передаются для дальнейшей обработки в цифровой процессор (DSP).

Современные алгоритмы цифровой обработки позволяют компенсировать линейные искажения сигнала (т.е. не зависящие от мощности сигнала, такие, как хроматическая и поляризационная дисперсии), а также компенсировать расхождения параметров сигнала и опорного лазера (частоты, фазы, поляризации). Применение алгоритмов цифровой обработки к оцифрованному аналоговому сигналу в настоящее время позволяет полностью заменить применение аналоговых методов обработки оптического сигнала (таких, как компенсация дисперсии с помощью специального волокна или подстройка поляризации с использованием аналоговых цепей обратной связи). Учитывая, что применение аналоговых компонентов в линии увеличивает ASE-шум и нелинейные искажения сигнала, применение цифрового процессора оказывается более эффективным, чем аналоговая обработка.

Первыми были созданы когерентные системы с $B = 40$ Гбит/с, но они не получили широкого распространения. В 2013–2014 гг. началось массовое коммерческое внедрение когерентных DWDM-систем со скоростью передачи 100 Гбит/с в сетке 50 ГГц ($SE = 2$ бит/с/Гц). К началу 2020 г. в коммерческих системах была достигнута $SE = 6..8$ бит/с/Гц (600 Гбит/с в 100 ГГц или 800 Гбит/с в 125 ГГц).

2.6.1. Архитектура и принцип работы когерентных систем

Ключевым элементом современных когерентных транспондеров и мукспондеров является магистральный оптический модуль, где осуществляется формирование (модуляция) оптического сигнала для его передачи в линию связи, а также когерентный прием и декодирование оптического сигнала, принятого из линии связи.

У оптического модуля есть два интерфейса: электрический интерфейс с фреймером OTN («сторона клиента», client side) и оптический интерфейс с волоконно-оптической линией связи («сторона линии», line side). Электрический интерфейс обычно выполняется в виде дуплексного многоконтактного электрического разъема, одна часть которого (например, вилочная) находится на материнской плате транспондера/мукспондера, а другая часть (например, розеточная) — на оптическом модуле. Оптический интерфейс обычно выполняется в виде двух оптических разъемов (например, LC/UPC), к которым подключаются два оптических волокна (одно волокно используется для приема, а другое — для передачи).

Структурная схема оптического модуля показана на рис. 2.24.

Оптический модуль содержит ряд аналоговых компонентов, где выполняется формирование и аналоговая обработка СВЧ-сигнала (лазер, драйвер модулятора, модулятор, когерентный приемник и др.), и цифровой сигнальный процессор (DSP — Digital Signal Processor) со встроенным АЦП, где выполняется цифровая обработка сигнала.